5
83

Nachrichtentechnik Elektronik

33. Jahrgang

VEB VERLAG TECHNIK
Träger des Ordens
Banner der Arbeit

Wissenschaftlich-technische Zeitschrift
für die gesamte elektronische Nachrichtentechnik

Herausgeber:
Kammer der Technik
FV Elektrotechnik

Redaktionsbeirat
Nationalpreisträger Prof. Dr. Dr. eh.M.v.Ardenne, Prof.Dr.H.Bernicke, Nationalpreisträger, Prof. Dr. M. Falter, Prof. Dr. sc. techn. P. Fey, Prof. Dr. sc. techn. G. Fritzsche, Nationalpreisträger Prof. em. Dr.-Ing. Dr.-Ing. eh. H. Frühauf, Prof. Dr.-Ing. habil. U. Frühauf, Prof. em. Dr. W. Heinze, Prof. em. Dr.-Ing. eh. W. Kutzsche, Prof. em. Dr. sc. techn. Dr.-Ing. eh. F. H. Lange, Dr. sc. techn. D. Lochmann, Prof. Dr.-Ing. habil. W. Mansfeld, Dr.-Ing. G. Naumann, Dr.rer. oec. Dipl.-Ing. H. Schindler, Prof. Dr.-Ing. habil. P. Vielhauer, Prof. Dr. rer. nat. habil. H. Völz

Titelbild

Für die Rationalisierung von Arbeits-, Transport- und Umschlagprozessen und weitere Belange rationeller und zuverlässiger Kommunikation hat der VEB Kombinat Nachrichtenelektronik moderne elektronische Kommunikationsmittel und Kommunikationssysteme auf der Leipziger Frühjahrsmesse 1983 ausgestellt. Zu den Neuheiten im Programm der UKW-Verkehrsfunktechnik gehörte u.a. das Bedienpult UBZ 75 (unten) für die Bedienung und Kontrolle ortsfester Sende-Empfangsstationen.

Inhalt

ISSN 0092-668X

Draeger, W.
Mikroelektronik — Maschinensystem — Technologie 180

Winter, W.
Kopplung von U 880-Mikrorechnern über zeitgeteilt benutzte Bussysteme 182

Münzer, B.-G.
Transparente Dateneingabe und -ausgabe am Mikrorechner K 1520 187

Böhme, H.
Prüfung komplexer elektronischer Schaltungen mit Mikrorechner 191

Schneider, J.; Nötzold, A.
Zweidimensionale Potentialanalyse in MIS-Strukturen 194

Scarbata, G.; Grunert, F.
Minimierungsprogramm KANMIN für Karnaugh-Plan-Strukturen auf der Basis des Graycodes 196

Möschwitzer, A.
Grundlagen der Mikroelektronik. Teil 10 197

Lochmann, D.
Quantisierungsverzerrungen in PCM-Systemen. Teil 2 201

Hälsig, C.
Der Selektor — Selektionsvorgänge der Nachrichtentechnik und ihre Verallgemeinerung in kybernetischen Systemen. Teil 3 208

Flach, S.
Berechnung der Matrix der inneren Impedanzen von Mehrleitersystemen mit kreiszylindrischer Leitergeometrie 212

Dissertationen 216

IEC-Guide 104 — Für einen besser abgestimmten Satz internationaler Sicherheitsregelungen 218

Buchbesprechungen 218

Mikroelektronik – Maschinensystem – Technologie

W. Draeger, KDT, Leipzig

Die Technik ist heute bereits beachtlich von der Mikroelektronik beeinflußt. Elemente der Mikroelektronik sind aus den Maschinen, die der Informationsverarbeitung dienen, nicht mehr wegzudenken. Nicht selten hört man, daß Mikroelektronik auch Technologie sei. Zweifellos erweisen sich das Aufdampfen, die Katodenzerstäubung oder die Ionentransplantation als Verfahren, die der Fertigung der Elemente der Mikroelektronik das Gepräge geben. Doch die Wirkung der Mikroelektronik auf die Technologie ist mit dieser Verbindung am wenigsten erfaßt.

In dem Maße, wie die Mikroelektronik in alle Gebiete der Technik eindringt, gewinnt sie Einfluß auf die Technologie, einen sehr komplexen Einfluß. Das gilt nicht nur für die Informationstechnik, sondern für alle Technik, die ja letztlich dem Ziel dient, menschliche Kräfte und Fähigkeiten zu vergrößern.

Maschinen übrnehmen technologische Funktionen

Marx gab eine Kennzeichnung der Technik, aus der ihre Wirkung auf die Produktionstechnologie deutlich hervorgeht. Erstens ist die Technik als gesellschaftliche Erscheinung unmittelbarer Ausdruck der Reife menschlicher Produktivkräfte. Arbeitsmittel sind vor allem die Werkzeuge, Maschinen und Einrichtungen, mit deren Hilfe der Mensch arbeitet. Sie sind die Produktionstechnik als Kernstück der Technik, die auch Mittel des Verkehrs, der Information und anderer Lebensbereiche umfaßt (Bild 1). Technik ist damit sowohl Produkt als auch Verstärker der menschlichen Tätigkeit.

Zweitens ist Technik Ausdruck des ganzen menschlichen Wissens. „Die Natur baut keine Maschinen ... Sie sind von der menschlichen Hand geschaffene Organe des menschlichen Hirns, vergegenständlichte Wissenskraft" [1].

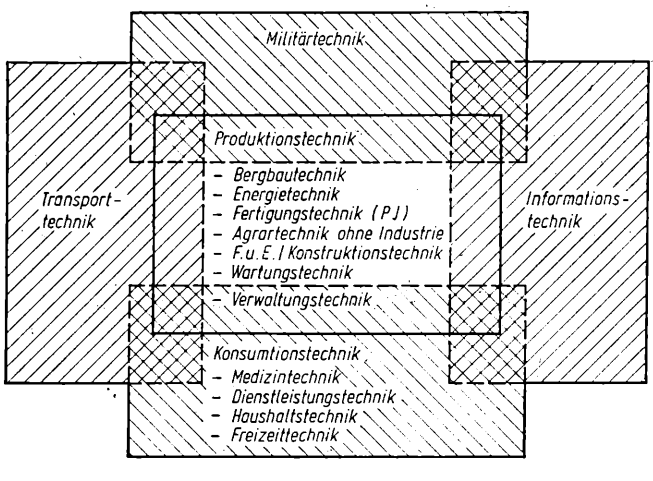
Wissenschaft ist damit „ein selbständiger Faktor des Produktionsprozesses", dadurch wird „jede Entdeckung Basis einer Erfindung oder neuer verbesserter Methoden der Produktion" [2]. In dem Maß, wie die Wissenschaft in die Technik eingeht, wirkt sie auch auf die Verfahren. Dabei reduziert sich die Wissenschaft bei weitem nicht auf die Anwendung der Naturwissenschaft [3].

Drittens findet die Technik ihren besonderen Niederschlag in den Arbeitsmitteln.

„Das Arbeitsmittel ist ein Ding oder ein Komplex von Dingen, die der Arbeiter zwischen sich und den Arbeitsgegenstand schiebt und die ihm als Leiter seiner Tätigkeit auf diesen Gegenstand dienen. Er benutzt die mechanischen, physikalischen, chemischen Eigenschaften der Dinge, um sie als Machtmittel auf andere Dinge, seinem Zweck gemäß, wirken zu lassen" [4].

Durch diese Funktion ermöglichen es die Arbeitsmittel Arbeitsvermögen für neue produktive und nichtproduktive Arbeiten

Bild 1. Gliederung der Technik (Prinzipdarstellung)



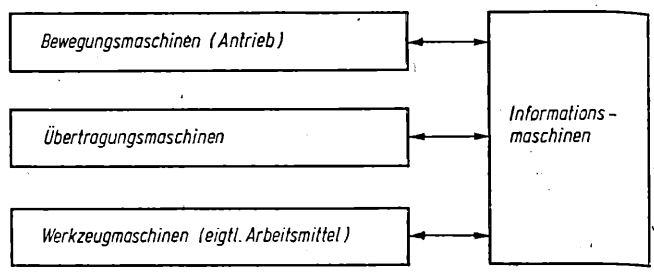


Bild 2. Gliederung des Maschinensystems (nach Teilmaschinen bzw. Mechanismen)

freizusetzen. Es können neue Bedürfnisse geweckt und befriedigt werden.

Viertens vollzieht sich eine ständige Höherentwicklung der Technik. Wurde das Werkzeug zur „technologischen, materiellen Voraussetzung der Maschinerie" [5], so geht der Weg über programmgesteuerte und kybernetische Maschinen zur komplexautomatischen Maschinerie als typische Produktionstechnik des Kommunismus.

Nichtmechanische Bearbeitungsverfahren ergänzen diese Technik immer mehr. So erhält der Mensch auch von der technischen Seite die Voraussetzung, als Beherrscher der Produktion zu wirken.

Alle vier Merkmale der Technik finden sich deutlich in der Informationstechnik, die auf Mikroelektronik beruht. Sie zeigen, wie Art und Umfang der Übertragung von technologischen Funktionen auf die Maschinen voranschreiten.

Mikroelektronik verändert das Maschinensystem

Marx analysierte die verschiedenen Teile des Maschinensystems: „Alle entwickelte Maschinerie besteht aus drei wesentlich verschiedenen Teilen: der Bewegungsmaschine, dem Transmissionsmechanismus, endlich der Werkzeugmaschine oder Arbeitsmaschine" [6]. Seit dieser Einschätzung ist ein viertes Element hinzugekommen: die Informationsmaschine. Sie registriert das Funktionieren der anderen drei, steuert sie nach vorgegebenen Programmen und erfüllt damit zunehmend logische Funktionen (Bild 2).

Die Wirksamkeit der Informationsmaschine ist besonders stark von der Mikroelektronik abhängig. Forderungen an Geschwindigkeit, Volumen und Zuverlässigkeit der Informationsverarbeitung übersteigen heute nicht nur die unmittelbaren menschlichen Fähigkeiten, sondern auch die hochentwickelter mechanischer Verfahren. Die Mikroelektronik sprengt diese Grenzen.

Das Anwendungsfeld der Mikroelektronik geht außerdem über die Informationsverarbeitung hinaus. Mit solchen Vorzügen wie

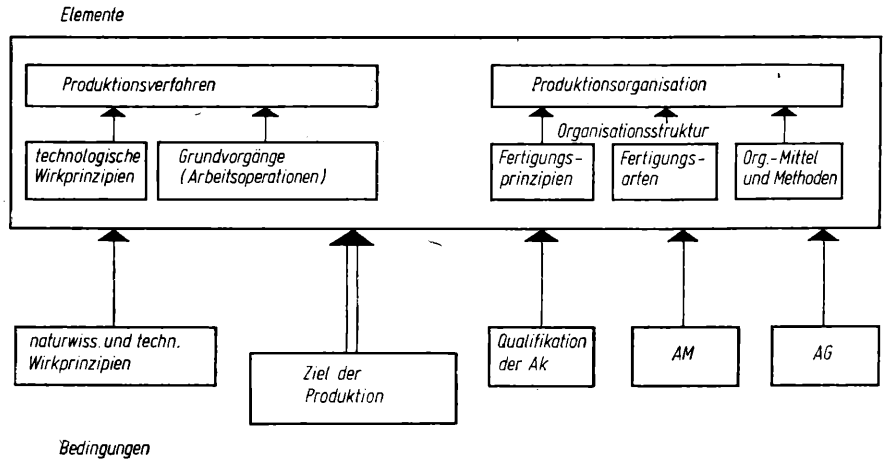
— massenweiser Herstellung hochintegrierter Schaltkreise, die die vielfältigsten Informationsfunktionen vereinen
— geringem Aufwand an Arbeitszeit, Material und Energie, die die Werte der Bauelemente auf Milligramm und Millimeter reduzieren; und
— universeller Anwendbarkeit der Elemente als Mikroprozessoren oder in Robotern [7]

eröffnet die Mikroelektronik die Möglichkeit, die Technik viel umfassender, komplexer und in qualitativ neuem Wirkungsgrad einzusetzen. Die Mikroelektronik fördert gleichermaßen den vielfältigen Einsatz von Automaten, die sich in Zweck, Struktur und Bewegungsform von der Maschine unterscheiden (Tafel 1). Da Automaten oft gekoppelt mit Maschinen auftreten, wird dieser Unterschied häufig übersehen.

Automaten wirken in mehreren Richtungen auf die Arbeit ein. Sie

— erleichtern die menschliche Arbeit nicht nur durch Reduzierung körperlicher Schwere oder Einseitigkeit, sondern auch durch Beseitigung körperlicher und geistiger Routine (zählen, kontrollieren, registrieren, zuführen u.a.)

Bild 3. Elemente und Bedingungen des technologischen Prozesses



— erweitern die menschlichen Fähigkeiten durch hohe Arbeitsgenauigkeit und Arbeitsgeschwindigkeit

— eröffnen neue Wege der Bearbeitung der Natur mit der Steuerung von Kernprozessen, anderer komplizierter technologischer Prozesse (Schmelzen) oder von Raumschiffen, denn sie erweitern die menschlichen Sinne (z. B. Empfindung von Magnetismus, Ultraschallwellen und Strahlen).

Mit diesen Merkmalen gehen Automaten in ihrer Wirkung über die Maschinen hinaus. Sie sind nicht an die mechanische Bewegung gebunden. Die Mikroelektronik prägt diesen Vorzug der Automaten weiter aus. Dadurch können Maschinen — gekoppelt mit Automaten — ihr Wirkungsfeld ebenfalls weiter ausdehnen, trotz zunehmender Rolle nichtmechanischer Verfahren, ja mit ihnen. Es ist offensichtlich, daß die Mikroelektronik auf alle Teile des Maschinensystems und seine Gesamtheit nachhaltig wirkt. Dadurch vergrößert sich auch ihr Anwendungsfeld in und außerhalb der Produktion.

Maschine als Bedingung der Technologie

Die Produktionstechnologie, als Verfahren und Organisation verstanden, ist seit langem und zunehmend an Werkzeuge und Maschinen gebunden. Das gilt vor allem für die Ausführung technologischer Grundvorgänge (Bild 3).

Die Technik ist ein Element, das die Produktionsverfahren maßgeblich beeinflußt. Gerade deshalb stellt *Marx* die Arbeitsmaschine in das Zentrum der Produktionstechnik. Bei der Untersuchung der Mühle als materiellen Vorläufer der Maschinerie betont er die eigentlichen Arbeitsvorgänge und Verfahren, die nun ohne menschliche Arbeit ablaufen [8].

Immer mehr sind auch die technologischen Wirkprinzipien mit einem ganzen System von Maschinen und Mechanismen verbunden. In Verfahrensprozessen der Metallurgie oder Chemie ist das ausgeprägt der Fall. In diesem Sinn betonte *Marx* die Konzentration der Maschinerie als „technologische Bedingung" der Entwicklung der Produktivkräfte [9].

Schließlich verfügt auch die Organisation der Produktion zunehmend über eine eigene technische Basis. Sie reicht von Organisations-Automaten bis zur Steuerung ganzer Fertigungslinien. „Die Bestimmung der Arbeitsorganisation durch die Produktionsmittel" wurde diesbezüglich bereits durch *Marx* konstatiert [10]. Damit sind sowohl Verfahren als auch Organisation der Produktion immer mehr an Arbeitsmittel gebunden, laufen technisiert ab, werden objektiviert. Auf diese Entwicklung übt — wie bereits festgestellt — die Mikroelektronik einen starken Einfluß aus. Hier zeigt sich die ganze Breite und Vielfalt ihres Einflusses auf die Technologie.

Bürgerliche Autoren interpretieren diese Prozesse recht verworren. So konzipiert *Bell* den Übergang zur Dienstleistungswirtschaft, womit Produktionstechnologien an Bedeutung verlieren. Er sieht in der „intellektuellen Technologie" die entscheidende Kraft der Gesellschaft, überbetont damit die Theorie und so auch die Intelligenz [11]. In der Europäischen Gemeinschaft wurde mit großem Aufwand zum Ende der 70er Jahre die Konzeption der „Mittleren Technologie" entworfen. Sie stützte sich auf „eine dezentralisierte Technik nach Menschenmaß" [12]. Die geistigen Väter dieser Theorie zweifeln selbst

Tafel 1. Unterscheidung zwischen Maschine und Automat

Kennzeichen	Maschine	Automat
1. Verwendungszweck	Produktionsinstrument	allgemeine Hilfsmittel
2. Zusammensetzung	technisches System — Antrieb — Transmission — Bearbeitungsmaschine — Informationsmechanik	selbsttätige Vorrichtung — Meßfühler — Steuer- und Stellglieder — Regler und Verstärker — Programmierung
3. Bewegungsform (typische)	mechanisch-physikalisch	mechanisch-physikalische chemische biologische
4. Entwicklungstrends	Integration mit Automation	zunehmende Nutzung nichtmechanischer Prinzipien

daran, daß die Monopole eine derartige Entwicklung zuließen. Jedoch weder die Flucht aus der Produktion noch die in eine kleinbürgerliche Produktion zurück verheißen Erfolg. Die Übel in den kapitalistischen Ländern sind sozialer Natur. Man beseitigt sie nicht, indem man sich gegen den objektiven Prozeß der ständigen Modernisierung der Produktion, ihrer Technik und Technologie stellt.

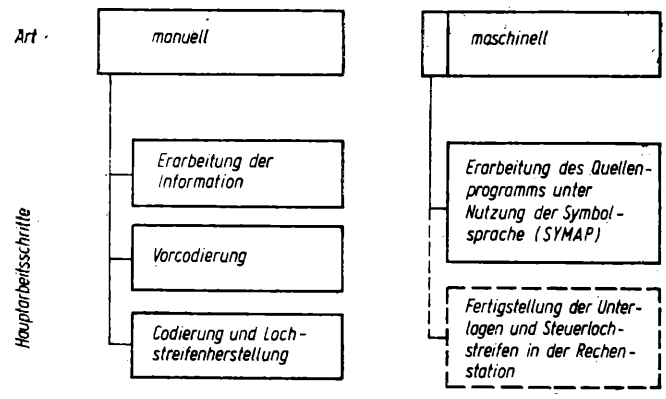
Wechselwirkung von Technologie und Mikroelektronik

Die Beziehungen zwischen Technologie und Mikroelektronik erweisen sich als vielfältig. Zunächst wirkt die Mikroelektronik auf die Technologie. Sie verbreitert deren technische Basis. Dadurch wird die Steuerung komplexer technologischer Prozesse beschleunigt. Die technologische Arbeit selbst wird schrittweise technisiert, ihre Programmierung gefördert (Bild 4). Auf diese Weise entsteht eine neue Qualität technologischer Lösungen. In einer bedeutend höheren Veredelung der Rohstoffe und Materialien schlägt sich diese Veränderung nieder.

Darüber hinaus beeinflußt die Technologie auch die Mikroelektronik. Durch komplexe technologische Lösungen verbreitert

Fortsetzung auf Seite 182

Bild 4. Programmierung in der Produktionstechnologie



Kopplung von U 880-Mikrorechnern über zeitgeteilt benutzte Bussysteme

W. Winter, KDT, Schwerin

Mitteilung aus der Technischen Universität Dresden, Sektion Informationstechnik, und der Ingenieurhochschule Wismar

Deskriptoren: Mikroprozessor, Mikrorechner, Mikrorechnerkopplung, Befehlsdurchsatz

Strukturelle und funktionelle Merkmale der Kopplung von 8080-Rechnern über ein gemeinsames Bussystem wurden bereits in [1] und [2] erläutert. In diesem Beitrag werden die entsprechenden Ergebnisse für die Kopplung von U 880-Rechnern vorgestellt.

Bild 1 zeigt die allgemein bei Kopplung von Mikrorechnern über ein gemeinsames Bussystem (Globalbus GB) entstehende Struktur. An den Globalbus sind die gekoppelten Rechner MR 1 bis MRn und ihre gemeinsamen (globalen) Funktionseinheiten (Global-ROM, Global-RAM, globale Peripherie) angeschlossen. Jeder Rechner kann daneben über private (lokale) Peripherien und Speicher verfügen. Zur Verhinderung simultaner Belegungen des Globalbusses durch mehrere Rechner ist eine Bussteuerung erforderlich, die jeweils nur einem von ihnen den Zugriff ermöglicht.

Will ein Rechner MRi ($i = 1, 2, \ldots, n$) auf den Globalbus zugreifen, so richtet er eine Globalbusforderung GBFi an die Bussteuerung und erhält von dieser in Abhängigkeit vom Belegungszustand des Busses, den Forderungen der anderen Rechner und den gegebenen Prioritäten eine Buszuweisung GBZi. Solange die Zuweisung nicht vorliegt, muß der Rechner warten (WAIT-Steuerung).

Realisierungsmöglichkeiten für die Bussteuerung sind in [1] und [3] angegeben. Weitere Erläuterungen erfolgen — sofern nicht anders vermerkt — unabhängig vom Bussteuerungsprinzip.

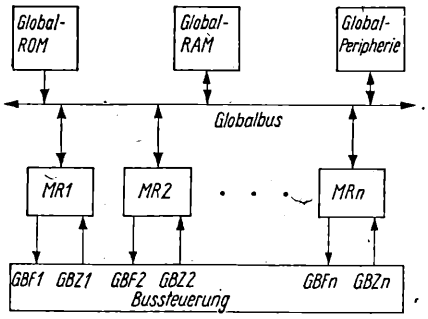


Bild 1
Kopplung von Mikrorechnern (MR) über ein gemeinsames Bussystem (Globalbus). GBF Globalbusforderung, GBZ Globalbuszuweisung

1. Aufbau und Funktionsweise der koppelbaren U 880-Mikrorechner

Die Mikrorechner müssen neben ihren lokalen Bussystemen über ein der Kopplung dienendes gobales Bussystem verfügen. In der 8080- bzw. 8085-Bausteinfamilie stehen dafür die Buscontroller-Schaltkreise 8218 bzw. 8219 zur Verfügung. Sie realisieren das Zusammenspiel der Rechner mit der Bussteuerung. Da im U 880-System derartige Schaltkreise nicht existieren, müssen diskrete Lösungen gefunden werden. Bild 2 zeigt den sich dabei ergebenden prinzipiellen Aufbau eines mit dem Prozessor U 880 bestückten Mikrorechners.

An das lokale Bussystem sind die rechnerinternen Speicher und Peripherien angeschlossen, während über das globale alle Zugriffe auf die gemeinsamen Funktionseinheiten der gekoppelten Rechner ablaufen. Beide Bussysteme sind durch eine Torschaltung mit Tri-state-Ausgängen (z. B. 8212, 8216/26) voneinander getrennt. Das Tor wird entsprechend Gl. (1) nur dann geöffnet, wenn ein Globalbuszugriff erforderlich ist (GBF aktiv) und eine Zuweisung (GBZ aktiv) von der Bussteuerung vorliegt:

$$S = \mathrm{GBF} \wedge \mathrm{GBZ} \tag{1}$$

S Torsteuersignal, $S = 1$ Tor geöffnet,

Solange die Zuweisung nicht gegeben ist, muß der Prozessor mit der weiteren Abarbeitung des den Zugriff erfordernden Zyklus warten. Das wird in der dargestellten Schaltung durch Aktivieren des Wartesignals $\overline{\mathrm{WAIT}}$ erreicht:

$$\overline{\mathrm{WAIT}} = \overline{(\overline{\mathrm{GBF}} \wedge \mathrm{WAIT}_l) \vee [\mathrm{GBF} \wedge (\mathrm{WAIT}_g \vee \overline{\mathrm{GBZ}'})]}. \tag{2}$$

$\overline{\mathrm{WAIT}}$ Warteanforderung (low aktiv, Prozessoreingang), GBF Globalbusforderung (high aktiv), GBZ Globalbuszuweisung (high aktiv), GBZ′ verzögertes Zuweisungssignal (Verzögerungszeit t_v)

$$\overline{\mathrm{WAIT}_l} = \begin{cases} 0, \text{ wenn eine angesprochene lokale Funktionseinheit nicht bereit ist} \\ 1, \text{ sonst} \end{cases}$$

$$\overline{\mathrm{WAIT}_g} = \begin{cases} 0, \text{ wenn eine angesprochene gobale Funktionseinheit nicht bereit ist} \\ 1, \text{ sonst.} \end{cases}$$

Im weiteren werden die Vorgänge bei der Befehlsabarbeitung näher erläutert.

Fortsetzung von Seite 181

sich das Anwendungsfeld der Mikroelektronik. Progressive Technologien verbinden immer mehr Effektivität der Produktion, reichen Arbeitsinhalt und die Erhaltung der natürlichen Umwelt. Die gesellschaftlichen Ziele und Bedingungen der sozialistischen Ordnung schaffen die Voraussetzungen dafür, die Mikroelektronik im gesellschaftlichen Gesamtrahmen zur dauerhaften Nutzung zu führen. So erfolgt eine sinnvolle Verbindung der Vorzüge des Sozialismus mit der wissenschaftlich-technischen Revolution.

NaA 9039

Literatur

[1] *Marx, K.:* Zur Kritik der Politischen Ökonomie. MEGA II, Bd. 3/1. Berlin: Dietz Verlag 1976, S. 1159
[2] ebenda S. 1261
[3] *Wollgast, S.; Banse, G.:* Philosophie und Technik. Berlin: VEB Deutscher Verlag der Wissenschaften 1979, S. 22
[4] *Marx, K.:* Das Kapital, 1. Bd., MEW, Bd. 23. Berlin: Dietz Verlag 1977, S. 194
[5] *Marx, K.:* Zur Kritik . . . a. a. O., S. 1159
[6] *Marx, K.:* Das Kapital, a. a. O., S. 393
[7] *Auth, J.:* Mikroelektronik und ihre ökonomischen Wirkungen. Einheit 3 (1977) 7, S. 881; *Kalweit, W.:* Die Mikroelektronik und ihre sozialen Wirkungen. Neues Deutschland 32 (1977) vom 13./14. 8., S. 12
[8] *Marx, K.*, an *Engels*, MEW, Bd. 30. Berlin: Dietz Verlag 1964, S. 321
[9] *Marx, K.:* Zur Kritik . . . a. a. O., S. 327
[10] *Marx, K.* an *Engels*, MEW, Bd. 31. Berlin: Dietz Verlag 1965, S. 234
[11] *Bell, G.:* The Coming of post-industrial Society. New York: 1973, S. 14
[12] Mittlere Technologie — auch für Industrieländer? Kaiserslautern: Pfaff-Stiftung 1976, S. 1

Prof. Dr. rer. oec. habil. *Walter Draeger*, TH Leipzig, 7030 Leipzig, Karl-Liebknecht-Str. 132

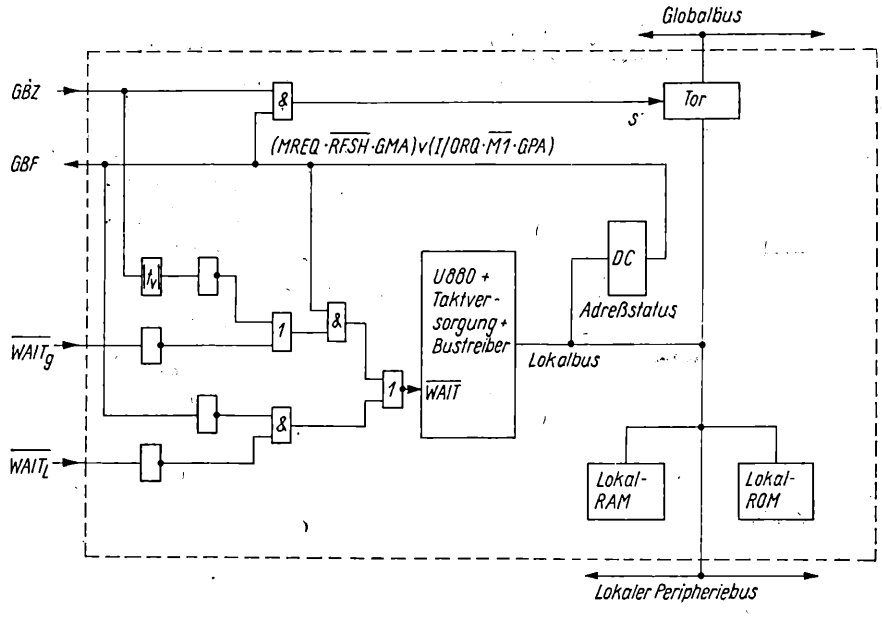


Bild 2. Prinzipieller Aufbau eines U 880-Rechners mit lokalem und globalem Bussystem. $\overline{WAIT_g}$ globale Warteanforderung, $\overline{WAIT_l}$ lokale Warteanforderung, GMA globale Speicheradresse, GPA globale Peripherieadresse, GBF Globalbusforderung, GBZ Globalbuszuweisung

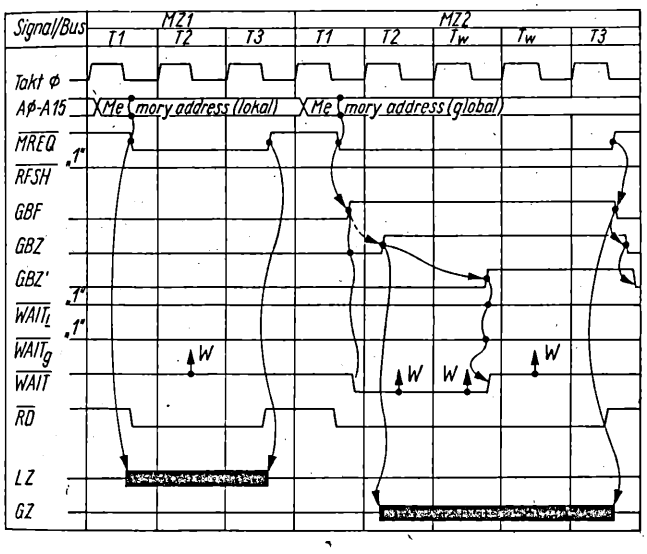


Bild 3. Signalfolge bei Ablauf eines lokalen (MZ1) und eines globalen (MZ2) Speicher-Lesezyklus. LZ Lokalzugriff, GZ Globalzugriff, W WAIT-Abtastung

Die Befehle des U 880 setzen sich aus Maschinenzyklen mit der Ausführungszeit t_{MZ} zusammen:

$$t_{MZ} = m \cdot T_\emptyset \qquad (3)$$

$T_\emptyset$ Periode des Prozessortaktes (typisch 400 ns) $m \geqq 3$, ganzzahlig.

In jedem Zyklus läuft ein Schreib- oder Lesevorgang ab. Die dabei angesprochene Funktionseinheit kann entweder mit dem lokalen oder mit dem globalen Bussystem verbunden sein. Dementsprechend ergeben sich unterschiedliche Steuerungsabläufe bei der Zyklusausführung. Sie sind im Bild 3 für einen lokalen (MZ1) und einen globalen Speicher-Lesezyklus (MZ2) dargestellt.

Im Taktschritt T1 wird die Adresse der jeweils angesprochenen Funktionseinheit ausgesendet. Da sie sich auf einen Speicherplatz oder ein E/A-Gerät beziehen kann und den Maschinenzyklus nicht eindeutig definiert, ist eine weitere Spezifizierung notwendig. Sie erfolgt durch Aktivieren des Statussignals $\overline{MREQ}$ (Speicherzugriff).

Vom Zeitpunkt der Statusbereitstellung an wird auf die in MZ1 angesprochene lokale Funktionseinheit zugegriffen. Sie hat daraufhin die Möglichkeit, den Prozessor durch Aktivieren von $\overline{WAIT_l}$ zum Warten zu veranlassen.

Anders ist die Situation beim globalen Maschinenzyklus MZ2. Da er einen Zugriff auf den Globalbus erfordert, wird zunächst die Globalbusforderung GBF abgeleitet und an die Bussteuerung gerichtet:

$$GBF = (MREQ \cdot \overline{RFSH} \cdot GMA) \vee (I/ORQ \cdot \overline{M1} \cdot GPA) \qquad (4)$$

$$GMA = \begin{cases} 1, \text{ wenn eine globale Speicheradresse ausgesandt wird} \\ 0, \text{ sonst} \end{cases}$$

$$GPA = \begin{cases} 1, \text{ wenn eine globale Peripherieadresse ausgesandt wird} \\ 0, \text{ sonst.} \end{cases}$$

Außerdem wird entsprechend Gl. (2) das Wartesignal $\overline{WAIT}$ aktiviert. Nach einer Zeit t_{FZ} erfolgt die Globalbuszuweisung GBZ. Im Anschluß daran wird die Torschaltung (s. Bild 2) geöffnet und auf die adressierte globale Funktionseinheit zugegriffen. Sie hat daraufhin die Möglichkeit, ihrerseits den Prozessor durch Aktivieren von $\overline{WAIT_g}$ zum Warten zu veranlassen. Um dabei eine flüchtige Inaktivierung von $\overline{WAIT}$ zu vermeiden, ist eine Signalüberlappung erforderlich. Sie wird entsprechend Gl. (2) durch das um t_v verzögerte Zuweisungssignal GBZ' realisiert.

Der Verzögerungszeit t_v fällt jedoch noch eine zweite Aufgabe zu. Sie muß durch Veranlassen eines zusätzlichen Warteschrittes gewährleisten, daß in jedem Fall die relativ langen Zugriffszeiten der Peripherieschaltkreise (PIO, SIO) eingehalten werden. Da bei E/A-Zyklen die erste WAIT-Abfrage in dem durch den Prozessor selbstständig eingefügten Warteschritt TW' erfolgt, gilt somit $t_v > T_\emptyset$.

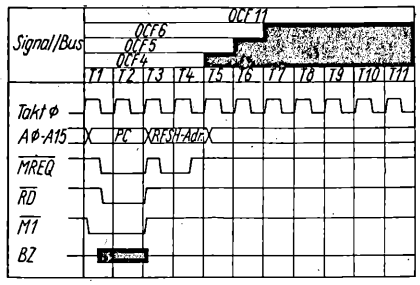
Im Bild 3 wird aus Sicherheitsgründen eine Zeit $t_v = 1{,}5\ T_\emptyset$ zugrunde gelegt. Das bedeutet, daß globale Speicherzyklen um (mindestens) 2 Taktschritte verlängert werden, denn ihre erste WAIT-Abfrage liegt bereits im Taktschritt T2. Falls die durch diese Warteschritte bedingte Leistungsminderung nicht akzeptabel ist (große Häufigkeit globaler Zyklen), bieten sich zwei andere Lösungsmöglichkeiten an:

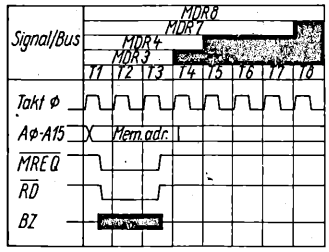
a) Realisierung unterschiedlicher Verzögerungszeiten t_v für Speicher- und Peripheriezyklen oder

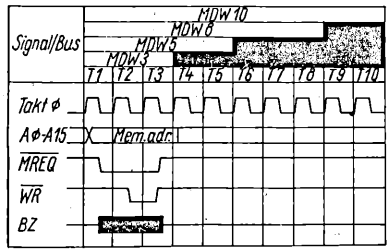
b) Aktivieren von $\overline{WAIT_g}$ beim Ansprechen der globalen Peripheriebausteine.

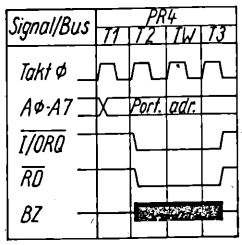
An dieser Stelle sei auch auf einige weitere Probleme beim Anschluß der U 880-Peripherie-Schaltkreise an den Globalbus hingewiesen. Diese Bausteine arbeiten synchron mit dem Prozessortakt. Daraus ergibt sich, daß entweder alle gekoppelten Rechner zentral mit demselben Takt zu versorgen sind oder daß jeder Rechner vor dem Zugriff auf einen globalen Peripherieschaltkreis seinen Takt zu diesem Baustein durchschalten muß. Letztere Variante ist mit hohem zusätzlichem Hardware-Aufwand verbunden und sollte nur dann benutzt werden, wenn aus Gründen der Systemverfügbarkeit eine Taktzentralisierung unzweckmäßig ist. Weiterhin besteht prinzipiell die Möglichkeit, asynchrone Peripherieschaltkreise, wie z. B. den I 8255, zu verwenden.

Problematisch ist weiterhin die Behandlung von Unterbrechungen, die durch globale Peripheriebausteine ausgelöst werden (Interrupt-acknowledge- und RETI-Zyklus).









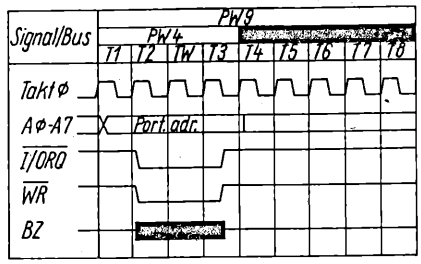


Bild 4
Zyklusarten des U 880 (ohne Bus request/-acknowledge und Interrupt request/-acknowledge). OCF Opcode fetch, MDR Memory data read, MDW Memory data write, PR Port read, PW Port write, i Taktanzahl (einschließlich CPU-interner Zyklen)

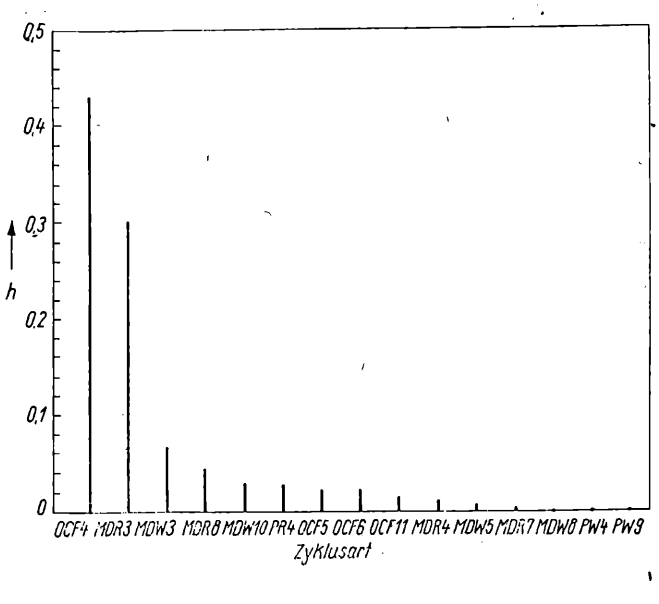


Bild 5
Häufigkeiten der U 880-Zyklusarten (s. a. Tafel 1)

Besondere Schwierigkeiten treten auf, wenn eine beliebig festlegbare Zuordnung zwischen unterbrechender Peripherie und unterbrochenem Rechner gefordert wird.
Das System sollte deshalb möglichst so realisiert werden, daß Unterbrechungen nur über die lokalen Bussysteme erfolgen können. Denkbar wäre auch der Einsatz zentraler, programmierbarer Interruptcontroller-Schaltkreise (z. B. I 8259 [4]).

2. Ermittlung des Befehlsdurchsatzes

Der Befehlsdurchsatz eines aus N busgekoppelten Rechnern bestehenden Systems D_S ist um so höher, je weniger Zugriffskonflikte bei der Benutzung des gemeinsamen Bussystems auftreten. Im weiteren wird eine Methode zur näherungsweisen Bestimmung von $D_{S\max}$ und $D_{S\min}$ benutzt. Dabei seien folgende Voraussetzungen vereinbart:

— alle Rechner führen Programme mit gleichem statistischen Aufbau aus
— die Buszuweisung erfolgt mit rotierenden Prioritäten (Gleichberechtigung aller Rechner)
— $\overline{\text{WAIT}_l}$ und $\overline{\text{WAIT}_g}$ werden nicht aktiviert
— Wartezeiten, die sich aus gegenseitiger Datenabhängigkeit zwischen den Rechnern bzw. zwischen den Rechnern und der Peripherie ergeben, bleiben unberücksichtigt; sie beeinflussen den Programm- und nicht den Befehlsdurchsatz.

2.1. Ermittlung des Durchsatzmaximums

Zwischen zwei Globalbuszugriffen eines der gekoppelten Rechner vergeht näherungsweise durchschnittlich die Zeit $\overline{t_{ZZ}}$:

$$\overline{t_{ZZ}} = \frac{\overline{t_{MZ}}\, n_l + (\overline{t_{MZ}} + x\, T_\emptyset)\, n_g}{n_g} \tag{5}$$

$\overline{t_{MZ}}$ durchschnittliche Dauer eines Maschinenzyklus (ohne Warteschritte), x Anzahl der bei globalen Zyklen durch die Entscheidungszeit der Bussteuerung und durch die Verzögerungszeit t_v verursachten Warteschritte, n_l Anzahl der lokalen Maschinenzyklen, n_g Anzahl der globalen Maschinenzyklen.
Nebenbedingung:

$$n_l + n_g = n \gg 1.$$

n Gesamtanzahl der ausgeführten Maschinenzyklen.
Während der Zeitdauer $\overline{t_{ZZ}}$ sind m Globalbuszugriffe möglich:

$$m = \frac{\overline{t_{ZZ}}}{\overline{t_{BZ}} + x\, T_\emptyset} \tag{6}$$

$\overline{t_{BZ}} + x\, T_\emptyset$ durchschnittliche Globalbusbelegungszeit (mit Warteschritten).
Ausgehend von n_l und n_g läßt sich die Häufigkeit globaler Zyklen h_g angeben:

$$h_g = \frac{n_g}{n_l + n_g}. \tag{7}$$

Tafel 1. Merkmale der U 880-Zyklusarten

Zyklus Nr. j	Bezeichnung	Funktion	h_j	$t_{MZj}/T_\emptyset$	$\overline{t_{MZ}}/T_\emptyset$	$t_{BZj}/T_\emptyset$	$\overline{t_{BZ}}/T_\emptyset$
1	OCF 4	Opcode fetch	0,430	4		1,7	
2	OCF 5	Opcode fetch	0,023	5		1,7	
3	OCF 6	Opcode fetch	0,022	6		1,7	
4	OCF 11	Opcode fetch	0,014	11		1,7	
5	MDR 3	Memory data read	0,301	3		2,2	
6	MDR 4	Memory data read	0,012	4		2,2	
7	MDR 7	Memory data read	0,002	7		2,2	
8	MDR 8	Memory data read	0,063	8	4,24	2,2	1,96
9	MDW 3	Memory data write	0,068	3		2,2	
10	MDW 5	Memory data write	0,005	5		2,2	
11	MDW 8	Memory data write	0,00.	8		2,2	
12	MDW 10	Memory data write	0,030	10		2,2	
13	PR 4	Port read	0,030	4		2,5	
14	PW 4	Port write	0,00.	4		2,5	
15	PW 9	Port write	0,00.	9		2,5	

Damit liefert das Einsetzen von Gl. (5) in Gl. (6):

$$m = \frac{\overline{t_{MZ}} + x \cdot h_g \cdot T_\emptyset}{(\overline{t_{BZ}} + x\, T_\emptyset)\, h_g}. \tag{8}$$

Für die Maximumermittlung wird idealisiert angenommen, daß der Globalbus ohne Überlappung von Wartezeiten ausnutzbar ist. Bei Kopplung von N Rechnern und $N < m$ läßt sich somit der Befehlsdurchsatz D_{MR}' jedes dieser Rechner durch Gl. (9) angeben:

$$D_{MR}' = D_{MR}\frac{T}{T'} = D_{MR} \cdot \frac{(n_l + n_g)\,\overline{t_{MZ}}}{n_l \cdot \overline{t_{MZ}} + n_g\,(\overline{t_{MZ}} + x\, T_\emptyset)} = D_{MR} \cdot \frac{\overline{t_{MZ}}}{\overline{t_{MZ}} + h_g \cdot x \cdot T_\emptyset}. \tag{9}$$

D_{MR} Durchsatz eines nicht gekoppelten Rechners, D_{MR}' Durchsatz eines gekoppelten Rechners, T Zeit für die Ausführung von n ($n \gg 1$) Maschinenzyklen durch einen nicht gekoppelten Rechner, T' Zeit für die Ausführung von n Maschinenzyklen durch einen gekoppelten Rechner.
Eine Steigerung des Systembefehlsdurchsatzes über den Wert $D_S = m \cdot D_{MR}'$ ist nicht möglich, da der Globalbus in diesem Fall maximal belegt ist. Somit gilt zusammenfassend:

$$D_{S\max} = \begin{cases} N \cdot D_{MR}' = N \cdot D_{MR}\dfrac{\overline{t_{MZ}}}{\overline{t_{MZ}} + h_g \cdot x \cdot T_\emptyset}; & \text{für } N < m \\ m \cdot D_{MR}' = D_{MR} \cdot \dfrac{\overline{t_{MZ}}}{h_g\,(\overline{t_{BZ}} + x T_\emptyset)}; & \text{für } N \geqq m. \end{cases} \tag{10}$$

2.2. Ermittlung des Durchsatzminimums

Ein Durchsatzminimum ergibt sich dann, wenn jeder der gekoppelten N Rechner bis zur Realisierung eines geforderten Globalbuszugriffs für die Zeit t_W warten müßte:

$$t_W = (N - 1) \cdot (\overline{t_{BZ}} + x\, T_\emptyset). \tag{11}$$

Damit gilt:

$$D_{S\min} = N \cdot D_{MR}\frac{T}{T_{\max}'} = \frac{N D_{MR}\,(n_l + n_g)\,\overline{t_{MZ}}}{n_l\,\overline{t_{MZ}} + n_g[\overline{t_{MZ}} + x\, T_\emptyset + (N-1)\,(\overline{t_{BZ}} + x\, T_\emptyset)]} = N \cdot D_{MR} \cdot \frac{\overline{t_{MZ}}}{\overline{t_{MZ}} + h_g[x\, T_\emptyset + (N-1)\,(\overline{t_{BZ}} + x\, T_\emptyset)]} \tag{12}$$

T Zeit für die Ausführung von n Maschinenzyklen durch einen nicht gekoppelten Rechner, $T_{\max}'$ maximal für die Ausführung von n Maschinenzyklen unter Kopplungsbedingungen erforderliche Zeit.
Weiterhin gilt: $\lim\limits_{N \to \infty} D_{S\min} = D_{S\max}$ $(N \geqq m)$

2.3. Ermittlung von $\overline{t_{MZ}}$ und $\overline{t_{BZ}}$ für den Mikroprozessor U 880

Bild 4 zeigt den zeitlichen Ablauf aller 15 U 880-Zyklusarten mit ihren jeweiligen Busbelegungszeiten t_{BZ} (ohne Warteschritte). Lediglich die hier nicht interessierenden „Bus request-/acknowledge"- und „Interrupt request-/acknowledge"-Zyklen sind in die Darstellung nicht mit aufgenommen worden. Einige CPU-interne Verarbeitungsphasen, die in den Herstellerunterlagen als spezielle Zyklen geführt werden, wurden dem jeweils vorhergehenden Lese- bzw. Schreibzyklus zugeordnet und führen so zu den angegebenen Zykluszeiten. Jede Zyklusart j tritt mit einer bestimmten Häufigkeit h_j auf. Damit folgt:

$$\overline{t_{MZ}} = \sum_{j=1}^{15} h_j \cdot t_{MZj} \tag{13}$$

$$\overline{t_{BZ}} = \sum_{j=1}^{15} h_j \cdot t_{BZj} \tag{14}$$

h_j Häufigkeit der Zyklusart j, t_{MZj} Zeitdauer der Zyklusart, j (ohne Warteschritte), t_{BZj} Busbelegungszeit der Zyklusart, j (ohne Warteschritte).

Die Häufigkeiten h_j wurden für durchschnittliche Programme (Programm-Mix) mit Hilfe eines speziell zu diesem Zwecke entwickelten 8080-/U 880-Software-Analysators ermittelt. Sie sind zusammen mit einigen anderen Zyklusmerkmalen in Tafeln 1 aufgeführt. Bild 5 ermöglicht darüber hinaus einen grafischen Vergleich der Zyklushäufigkeiten. Das Einsetzen der entsprechenden Werte für h_j, t_{MZj} und t_{BZj} in Gl. (13) und Gl. (14) liefert:

$$\overline{t_{MZ}} = 4{,}24\, T_\emptyset \tag{15}$$

$$\overline{t_{BZ}} = 1{,}96\, T_\emptyset. \tag{16}$$

Damit ergibt sich der in Bild 6 gezeigte Aufbau eines durchschnittlichen U 880-Maschinenzyklus.
Nach Einsetzen der Gln. (15) und (16) in Gl. (10) bzw. Gl. (12) lassen sich $D_{S\max}$ und $D_{S\min}$ in Abhängigkeiten von h_g, N und x

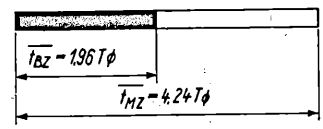


Bild 6. Durchschnittlicher U 880-Maschinenzyklus (ohne Warteschritte). $\overline{t_{MZ}}$ durchschnittliche Zyklusdauer, $\overline{t_{BZ}}$ durchschnittliche Busbelegungszeit

berechnen. Einige der so erzielten Ergebnisse sind in den Bildern 7, 8 und 9 für unterschiedliche x-Werte dargestellt. Dabei ist zu beachten, daß reale Durchsatzwerte jeweils im Gebiet zwischen den Kurven für $D_{S\max}$ und $D_{S\min}$ liegen. Bild 7 zeigt die Abhängigkeit des Systembefehlsdurchsatzes von der Rechneranzahl N für $h_g = 1$ (Prozessorkopplung). Es ist ersichtlich, daß die direkte Kopplung von U 880-Prozessoren ohne Lokalspeicher kaum zu einer Leistungssteigerung führt. Deutlich wird (wie auch in den Bildern 8 und 9) der ungünstige Einfluß der insbesondere von t_v abhängigen Warteschrittanzahl x.
In realen Systemen sind i. allg. Häufigkeiten globaler Zyklen $h_g < 0{,}1$ zu erwarten. Bild 8 zeigt D_s als Funktion der Rechneranzahl für $h_g = 0{,}1$. Unter dieser Bedingung lassen sich ≈ 12 U 880-Rechner mit Gewinn koppeln.
Abschließend ist in Bild 9 die Abhängigkeit des Durchsatzes von h_g für $N = 4$ dargestellt. Weitere Fälle lassen sich jeweils mit Hilfe der angegebenen Gleichungen berechnen.

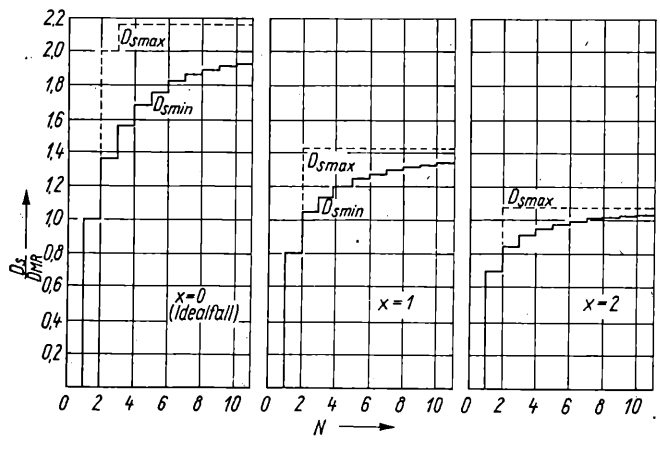
3. Leistungssteigerung durch Kopplung über mehrere gemeinsame Bussysteme

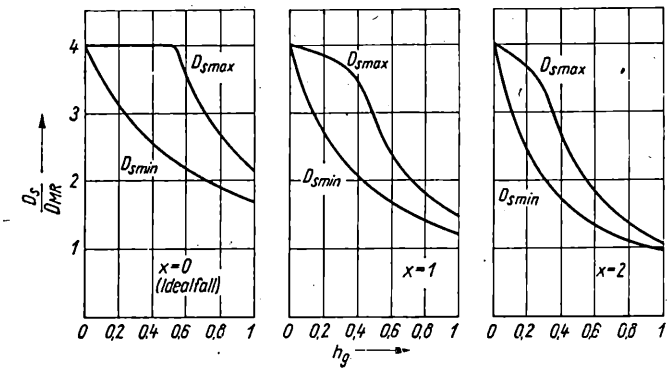
Die betrachtete Struktur ist in Bild 10 dargestellt. Sie besteht aus n Rechnern, die über die globale Bussysteme GB1 ··· GBm auf gemeinsame (globale) Funktionseinheiten zugreifen können. Die m Bussysteme sind unabhängig voneinander und werden durch m getrennte Bussteuerungen verwaltet. Die mit dem Globalbus j verbundenen globalen Funktionseinheiten (Global-ROM j, Global-RAM j, globale Peripherie j) sind folglich nur über diesen Bus zu erreichen. Für die Adreßräume der mit GB1 bis GBm verbundenen Baugruppen gilt allgemein:

$$AR_S \cap AR_T = \emptyset \quad (S \neq T) \tag{17}$$

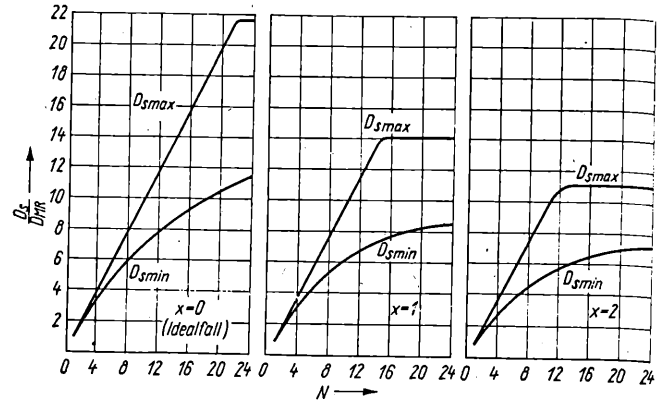
AR_j Adreßraum der mit Globalbus j verbundenen Funktionseinheiten ($j = 1, 2, \ldots, m$), $\emptyset$ leere Menge.

Bild 7. $D_S = D_S(N, h_g \neq 1, x = 0, 1, 2)$





8



9

Bild 8
$D_S = D_S(N, h_g = 0, 1, x = 0, 1, 2)$

Bild 9
$D_S = D_S(N = 4, h_g, x = 0, 1, 2)$

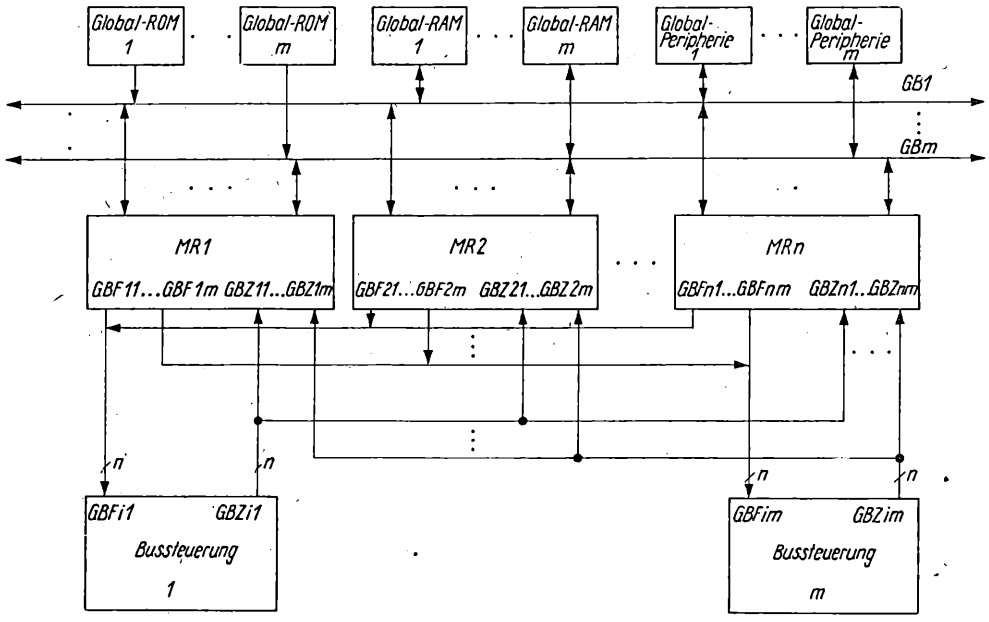


Bild 10. Kopplung über m globale Bussysteme, GBFjk Forderung von Globalbus k durch Rechner j, GBZjk Zuweisung von Globalbus k an Rechner j

Muß ein Rechner MRi ($i = 1, 2, \ldots, n$) auf den Globalbus GBj ($j = 1, 2, \ldots, m$) zugreifen, so richtet er eine Globalbusforderung GBFij an die Bussteuerung j. Sie wird analog zu Gl. (4) aus der Adresse der angesprochenen Baugruppe sowie dem jeweiligen Status (Speicher- oder E/A-Zyklus) abgeleitet.

$$\mathrm{GBF}ij = (\mathrm{MREQ}i \wedge \overline{\mathrm{RFSH}i} \wedge \mathrm{GMA}j) \vee (\mathrm{I/ORQ}i \wedge \overline{\mathrm{M1}i} \wedge \mathrm{GPA}j). \quad (18)$$

Die Auswertung der Globalbuszuweisung erfolgt entsprechend zu den bereits in Abschn. 1. erläuterten Vorgängen.

Da mehrere gemeinsame Bussysteme existieren, können auch mehrere Rechner gleichzeitig auf globale Funktionseinheiten zugreifen. Voraussetzung dafür ist natürlich, daß diese Funktionseinheiten nicht mit demselben Globalbus verbunden sind. Allgemein gilt, daß der erreichbare Befehls- bzw. Datendurchsatz mit der Anzahl der gemeinsamen Bussysteme steigt. Im Interesse möglichst geringer Zugriffskonflikte sind die globalen Funktionseinheiten jedoch so anzuschließen, daß alle globalen Bussysteme etwa gleich stark frequentiert werden. Der mit der Kopplung über zwei oder mehr globale Bussysteme verbundene Aufwand ist hoch und nur dann sinnvoll, wenn die Rechner sehr häufig oder lange auf globale Funktionseinheiten zugreifen. Das ist z. B. dann der Fall, wenn die gekoppelten Rechner über keine privaten (lokalen) Programmspeicher verfügen und alle Programme global unterzubringen sind. Weiterhin ist zu beachten, daß Deadlocks [5] auftreten können, wenn die folgenden notwendigen (jedoch nicht hinreichenden) Voraussetzungen gelten:

— Die Bussysteme können exklusiv für die Dauer mehrerer aufeinanderfolgender Maschinenzyklen angefordert und belegt werden.

— Die Rechner dürfen globale Bussysteme belegen, während sie auf die Freigabe und Zuweisung zusätzlicher Bussysteme warten.

— Exklusiv belegte Bussysteme werden bei ihrer Anforderung durch andere Rechner nicht vorzeitig freigegeben.

— Es existieren hinsichtlich der Busanforderungen und -belegungen wechselseitige (zirkulare) Abhängigkeiten zwischen zwei oder mehr Rechnern.

Läßt sich keine dieser Bedingungen umgehen, so muß im System eine Möglichkeit zur Deadlockbehandlung vorgesehen werden. Sie kann entweder durch einen speziell programmierten Rechner oder durch aufwendige, jedoch schnellere Hardware-Lösungen erfolgen.

Eingegangen am 11. Januar 1982 NaA 8826

Literatur

[1] *Winter, W.:* Kopplung von Mikrorechnern über ein gemeinsames, zeitgeteilt benutztes Bussystem. Nachrichtentech., Elektron. 30 (1980) 6, S. 224–228

[2] *Winter, W.; Cimander, W.:* Ermittlung des bei Kopplung von Mikrorechnern über ein gemeinsames Bussystem erreichbaren Befehlsdurchsatzes. Nachrichtentech., Elektron. 30 (1980) 8, S. 377–342

[3] *Winter, W.:* Bussteuerung für mehrere Mikrorechner. radio fernsehen elektronik 30 (1981) 5, S. 279–281

[4] *Münzer, B. G.:* Kopplung eines programmierbaren Interrupt-Controller-Schaltkreises an den Mikrorechner K 1520. Nachrichtentech., Elektron. 31 (1981) 5, S. 183–189

[5] *Winter, W.; Cimander, W.:* Zur Betriebsmittelverwaltung bei der Kopplung von Mikrorechnern über ein gemeinsames Bussystem. Nachrichtentech., Elektron. 30 (1980) 10, S. 400–402

Dr.-Ing. *Wolfgang Winter*, Ingenieurhochschule Wismar, Technikum Hafentechnik, 2400 Wismar, Philipp-Müller-Straße.

Transparente Dateneingabe und -ausgabe am Mikrorechner K 1520

B.-G. Münzer, KDT, Dresden

Mitteilung aus der Technischen Universität Dresden, Sektion Informationstechnik

Deskriptoren: Mikrorechentechnik, Mikroprozessor, Interface-Schaltkreise, transparenter DMA-Transfer, Eingabe-Ausgabetechniken

Dateneingaben oder -ausgaben sind derzeit noch eine der zeitaufwendigsten Operationen bei Mikrorechnern, die in hohem Maße die Effektivität des Gesamtsystems bestimmen. Die Mehrzahl der verfügbaren peripheren Geräte hat eine große Datenbereitstellungs- bzw. -übernahmezeit, so daß nur selten eine starre zeitliche Kopplung von repetierenden Eingabe-Ausgabebefehlen der CPU mit dem Datenwechsel in der Peripherie möglich ist. Periphere Geräte müssen deshalb in Verbindung mit Interface-Schaltkreisen des Mikroprozessorsystems im Quittungsbetrieb mit dem Mikrorechner gekoppelt werden. Dieser Quittungsbetrieb unter Einbeziehung der CPU ist jedoch bezüglich der Zeitbilanz ein sehr ungünstiges Verfahren. Beispielsweise muß bei der U 855-PIO in Mode 0 (Datenausgabe) und in Mode 1 (Dateneingabe) für die Übertragung eines einzelnen Datenbytes die CPU in ihrer Programmabarbeitung unterbrochen werden und der vollständige Interruptannahme-, -durchführungs- und -abschlußzyklus durchlaufen werden, wofür durchschnittlich etwa 30 µs benötigt werden. Ein erster wichtiger Schritt zur Verkürzung der Dateneingabe- und -ausgabezeiten von Mikrorechnern ist die Anwendung des DMA-Verfahrens [1], bei dem nicht über Interrupt die Kopplung von Peripherie und Mikrorechner erfolgt, sondern ein DMA-Schaltkreis die Bussteuerung übernimmt und den Datenaustausch mit der Peripherie vornimmt. Die damit erreichbare Verkürzung der Übertragungszeit eines Einzelbytes im Quittungsbetrieb beträgt etwa den Faktor 6 auf 5 µs. Das DMA-Verfahren hat als wesentliches Merkmal, daß die U 880-CPU während des direkten Speicherzugriffs über das Steuersignal /BUSRQ in den hochohmigen Zustand versetzt wird und somit an der Abarbeitung von Nutzprogrammen gehindert wird.

Die Zielstellung dieses Beitrages besteht nun darin, durch Eröffnung einer zweiten Datentransfer-Zeitebene im Zeitschatten der CPU die Datenaustauschoperationen zwischen Peripherie und Mikrorechner durchzuführen, d.h. ohne Beeinflussung der CPU eine Kommunikation von Mikrorechner und Peripherie zu realisieren.

Diese Zielstellung wird durch Anwendung des Verfahrens zum transparenten DMA-Datentransfer [2] und dessen Ergänzung durch ein Eingabe-/Ausgabeport mit Steuerlogik erfüllt, das eine effektive Synchronisierung des Datentransfers unter Einbeziehung von Melde- und Quittungssignalen mit den Signalabläufen des transparenten direkten Speicherzugriffs realisiert.

Merkmal des transparenten DMA-Verfahrens ist, daß durch den DMA-Schaltkreis, ergänzt mit einer Transparentlogik, während des Refresh-/Decodierzyklus innerhalb des M 1-Befehlsholezyklus die Datenaustauschoperation vorgenommen wird. Die Zielstellung für das transparente Eingabe-/Ausgabeport besteht in folgendem:

— parallele Eingabe oder Ausgabe der Datenbreite 8 bit
— Realisierung einer Betriebsweise ‚ohne Peripheriequittung', in der mit einem aktiven Signal Ready der Peripherie mitgeteilt wird, daß Daten zur Übernahme am Ausgabeport bereitstehen, bzw. Daten von der Peripherie an das Eingabeport gegeben werden müssen. Während der transparenten Datenübernahme zwischen Eingabe-/Ausgabeport und Mikrorechner ist Ready inaktiv. Diese Arbeitsweise wird für solche Peripheriegeräte angewendet, die eine sichere Datenbereitstellungs- bzw. -übernahmezeit von $< 1{,}8$ µs haben, entsprechend den Zeitbedingungen zweier hintereinander ablaufender M 1-Zyklen.
— Realisierung einer Betriebsweise ‚mit Peripheriequittung' für langsame Peripheriegeräte, bei der durch ein Quittungssignal/STROBE im nächsten folgenden M 1-Zyklus eine transparente Dateneingabe oder -ausgabe erfolgt. Mit den Signalen Ready und STROBE wird der von der U 855-PIO bekannte Quittungsbetrieb für den transparenten E/A-Verkehr angewendet.

1. Wirkungsprinzip der transparenten Dateneingabe und -ausgabe

Die transparente Dateneingabe und -ausgabe wird durch ein E/A-Port mit Steuerlogik realisiert (Bild 1), das mit der Transparentlogik nach [2] verbunden ist.

Das Gesamtsystem realisiert vier wählbare Arbeitsweisen:

— Eingabe ohne Peripheriequittung (Mode 0)
— Eingabe mit Peripheriequittung (Mode 1)
— Ausgabe ohne Peripheriequittung (Mode 2)
— Ausgabe mit Peripheriequittung (Mode 3)

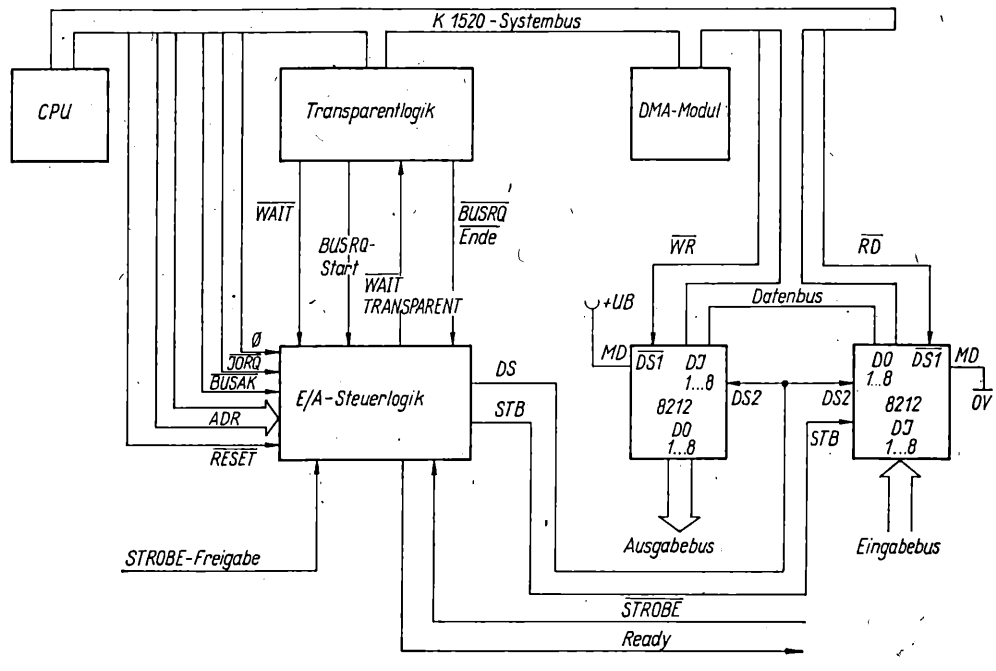


Bild 1. Gesamtstruktur der Schaltung zur transparenten Dateneingabe oder -ausgabe

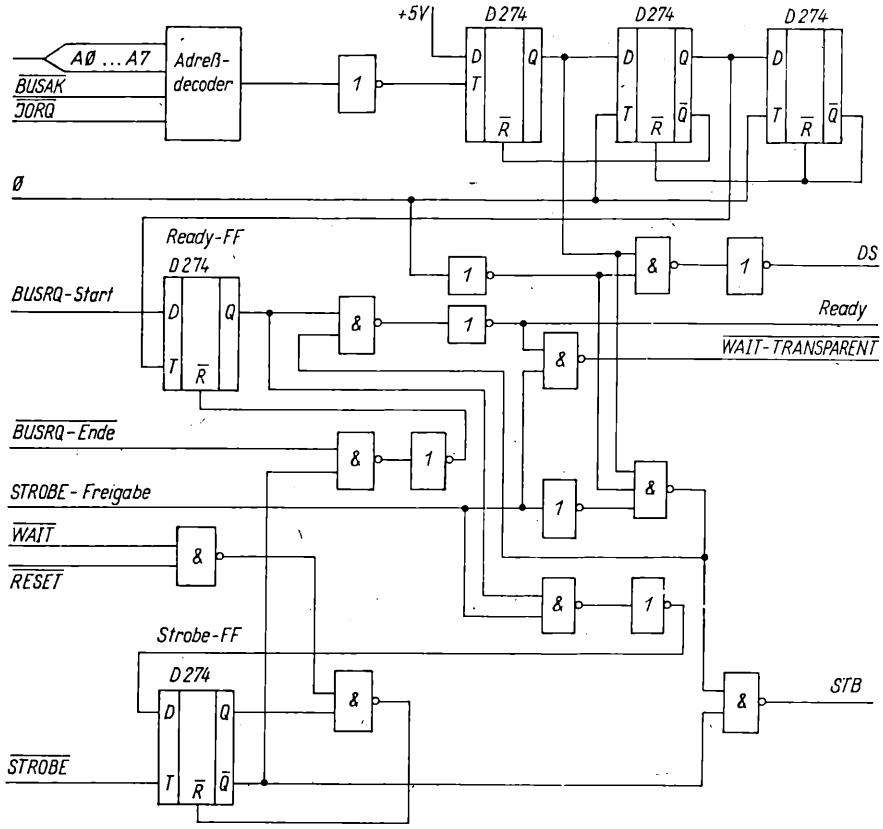


Bild 2. Schaltbild der E/A-Steuerlogik

wobei die E/A-Steuerlogik jeweils folgende Aktivitäten durchführt:

— Generierung des Signals Ready als Meldesignal für die Peripherie zur Bereitstellung bzw. Übernahme von Daten

— Generierung des Signals STB zur Datenübernahme vom Eingabebus in das Eingabeport

— Generierung des Signals DS zum Durchschalten des Eingabeports an den Systemdatenbus und zur Datenübernahme vom Systemdatenbus an das Ausgabeport

— Auswertung des Peripherie-Quittungssignals /STROBE dahingehend, daß nach erfolgter Quittung im folgenden M 1-Zyklus die nächste transparente E/A-Operation durchgeführt wird.

Das 8212-Eingabeport wird durch Festlegung MD = Low und Verbindung des Freigabeeingangs /DS1 mit dem Lesesignal /RD des Systembus realisiert. Die Beschaltung als Ausgabeport erfolgt durch MD = High und /DS1 = /WR. Die Unterscheidung zwischen Eingabe- oder Ausgabemodus erfolgt allein durch Programmierung des DMA-Schaltkreises. Bei der Dateneingabe erfolgt der transparente direkte Datentransfer durch DMA-Lesen des durch die konstante Adresse eines Decoders festgelegten Eingabeports mit DMA-Schreiben zum RAM-Bereich. Bei Datenausgabe erfolgt ein DMA-Lesen des RAM-Bereichs und DMA-Schreiben auf die gleiche feste Adresse des Ausgabeports.

Mit Start des transparenten direkten Speicherzugriffs wird im Steuermodul [2] das BUSRQ-Start-Flipflop gesetzt, dessen Ausgang mit dem Eingang D des Ready-Flipflop verbunden ist

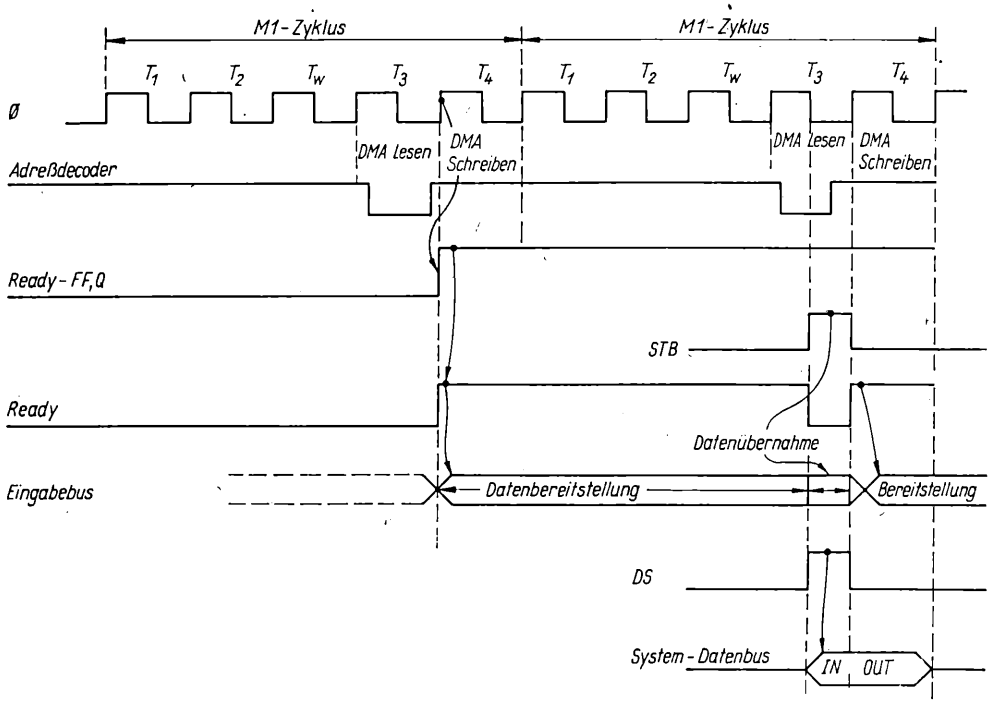
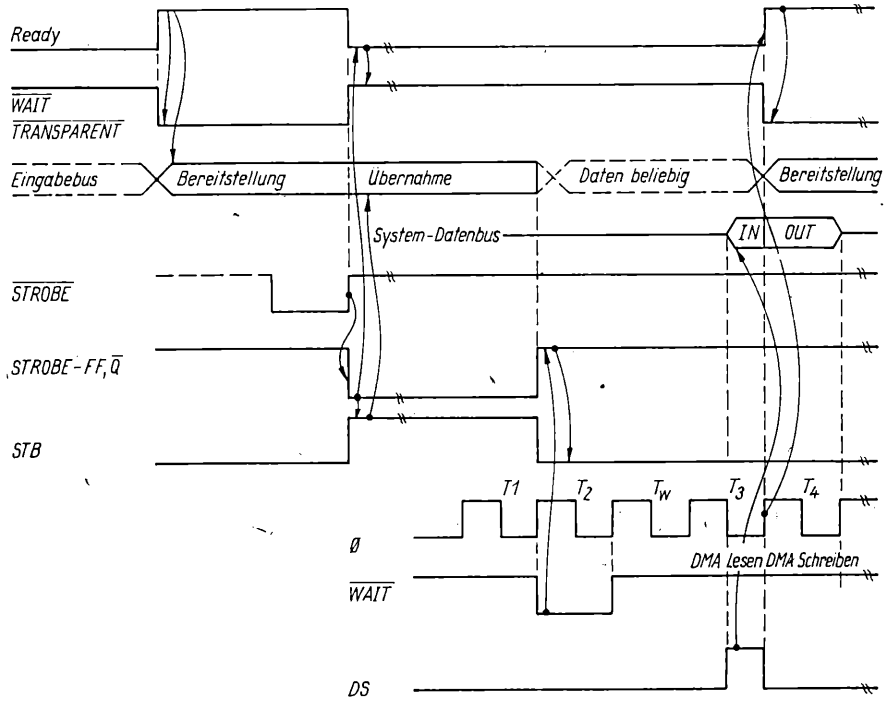


Bild 3. Signalablauf in Mode 0

Bild 4. Signalablauf in Mode 1



(Bild 2). Die nachfolgenden Signalabläufe in der E/A-Steuerlogik unterscheiden sich in Abhängigkeit von der gewählten Programmierung als Eingabe- oder Ausgabeport.

1.1. Mode 0 (Bild 3)

In der Betriebsart ‚Eingabe ohne Peripheriequittung' setzt im ersten M 1-Zyklus die nach dem DMA-Lesen des Eingabeports folgende steigende Flanke ein Ready-Flipflop, und damit wird Ready aktiv gleich High. Der Peripherie wird dadurch mitgeteilt, daß der Start zur Bereitstellung eines Datenbytes auf dem Eingabebus erfolgen muß. Die Forderung an die Datenbereitstellungszeit der Peripherie leitet sich aus der Bedingung ab, daß zwei M 1-Zyklen unmittelbar aufeinander folgen können, wie im Bild 3 dargestellt. Im Takt T_3 des zweiten M 1-Zyklus erfolgt mit STB eine Datenübernahme der am Eingabebus liegenden Daten in das Eingangsregister des 8212, und mit DS und /RD werden diese Daten zum Systembus durchgeschaltet. Während der Datenübernahme und -durchschaltung wird Ready inaktiv. Im Takt T_4 erfolgt das DMA-Schreiben dieser Daten in den RAM-Bereich, gleichzeitig wird Ready aktiv, um den Start für die Bereitstellung neuer Daten auszulösen, die im nachfolgenden M 1-Zyklus wiederum transparent in den Mikrorechner eingelesen werden. Wie aus Bild 3 ersichtlich, beträgt die Anforderung an die Datenbereitstellungszeit der Peripherie $\leqq$ 4,5 Takte $\triangleq$ 1,8 µs.

1.2. Mode 1 (Bild 4)

Die Betriebsart ‚Eingabe mit Peripheriequittung' wird durch Setzen des Eingangs ‚STROBE-Freigabe' = High eingestellt (Bild 2), und die Aktivierung von Ready erfolgt im ersten M 1-Zyklus identisch zum Signalablauf von Mode 0. Mit aktivem Ready wird gleichzeitig /WAIT-TRANSPARENT = Low und die Transparentlogik [2] geht in den Wartezustand, in der kein transparenter DMA-Transfer stattfindet. Die Gültigkeit der am Eingabebus bereitgestellten Daten signalisiert die Peripherie mit der Rückflanke des Quittungssignals /STROBE, die das Strobe-Flipflop setzt, und mit STB = High erfolgt die Übernahme der Daten in das Eingabeport. Gleichzeitig wird Ready und /WAIT-TRANSPARENT inaktiv. Der nach der Rückflanke von /STROBE folgende M 1-Zyklus setzt im Takt T_2 durch das in der Transparentlogik generierte Signal /WAIT das Strobe-Flipflop zurück, die Datenübernahme in das Eingabeport ist damit abgeschlossen. Während des DMA-Lesens im Takt T_3 erfolgt mit DS und /RD das Durchschalten des Eingabeports an den Systemdatenbus. Im anschließenden DMA-Schreibzyklus werden diese Daten in den RAM-Bereich geschrieben, gleichzeitig wird Ready und /WAIT-TRANSPARENT aktiv, und der Start zur Bereitstellung eines neuen Datenbytes durch die Peripherie ist somit erfolgt, deren Abschluß wiederum durch /STROBE mitgeteilt wird. Eine Forderung an die Datenbereitstellungszeit der Peripherie besteht somit in Mode 1 nicht, die Synchronisierung mit dem Signalablauf des transparenten direkten Speicherzugriffs erfolgt automatisch durch die E/A-Steuerlogik nach Eintreffen des Quittungssignals /STROBE im nachfolgenden M 1-Zyklus mit zeitlicher Trennung von Datenübernahme und Durchschaltung zum Systembus.

1.3. Mode 2 (Bild 5)

Der Signalablauf in der Betriebsweise ‚Ausgabe ohne Peripheriequittung' ähnelt der von Mode 0, nur wird dabei das Ausgangssignal des Adreßdecoders erst während des DMA-Schreibzyklus aktiv, und im Takt T_4 erfolgt durch DS und /WR eine Übernahme vom Systemdatenbus in das Datenregister des Ausgabeports, das wegen MD = High ständig zum Ausgabebus durchgeschaltet ist. Am Ende von T_4 wird mit der steigenden Systemtaktflanke das Ready-Flipflop gesetzt. Mit Ready = aktiv wird die Peripherie veranlaßt, die am Ausgabebus anstehenden Daten zu übernehmen. Im folgenden M 1-Zyklus muß nach maximal 4,5 Takten die Übernahme der am Ausgabebus bereitgestellten Daten durch die Peripherie abgeschlossen sein, denn im Takt T_4 erfolgt das DMA-Schreiben eines neuen Datenbytes. Ready wird während der Übernahme vom Systemdatenbus an das Ausgaberegister inaktiv. Mit der steigenden Flanke am Ende von T_4 erfolgt mit aktivem Ready die Datenbereitstellung zur Peripherie.

1.4. Mode 3 (Bild 6)

Die Betriebsart ‚Ausgabe mit Peripheriequittung' wird wiederum durch Setzen des Eingangs ‚STROBE-Freigabe' = High eingestellt, und die Aktivierung von Ready mit Bereitstellung des ersten Bytes am Ausgabebus ist identisch zu Mode 2, zusätzlich erfolgt die Aktivierung von /WAIT-TRANSPARENT und damit ein Aussetzen des transparenten DMA-Transfers. Durch die Peripherie erfolgt danach die Übernahme der am Ausgabebus bereitgestellten Daten und meldet mit der Rückflanke von /STROBE deren Abschluß, wodurch Ready und /WAIT-TRANSPARENT inaktiv gesetzt werden. Im nächsten folgenden M 1-Zyklus erfolgt während des DMA-Schreibens im Takt T_4 mit DS und /WR eine Übernahme vom Systemdatenbus an den Ausgabebus. Bei Abschluß von T_4 wird mit aktivem Ready die Peripherie veranlaßt, die am Ausgabebus bereitgestellten Daten zu übernehmen, wofür keine zeitliche Bedingung wegen /WAIT-TRANSPARENT = Low existiert. Nach Übertragung der vorprogrammierten Blocklänge transparenter E/A-Operationen in Mode 0, 1, 2 oder 3 erzeugt die Transparentlogik einen Impuls

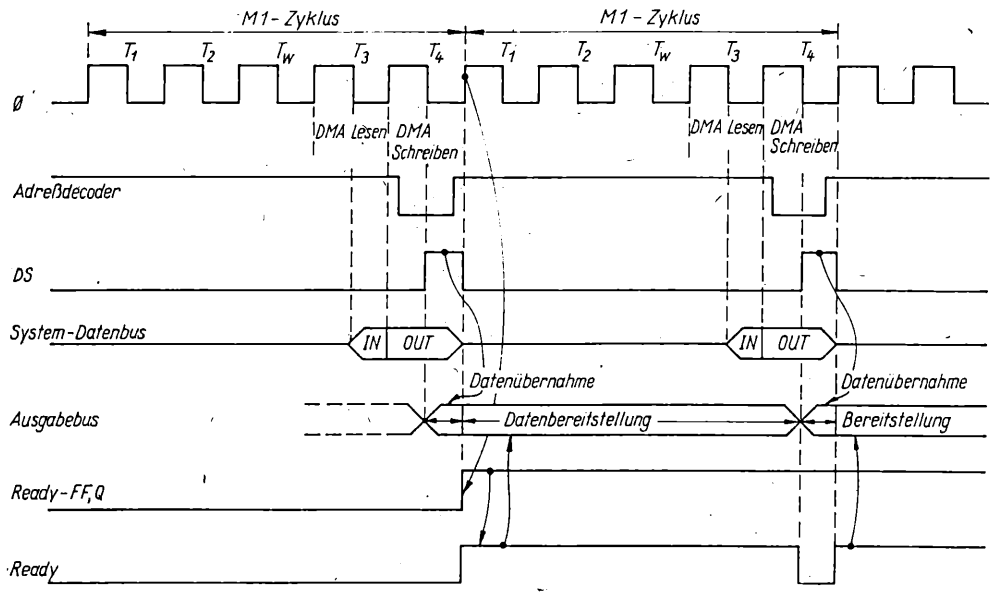


Bild 5. Signalablauf in Mode 2

‚/BUSRQ-Ende', der die E/A-Steuerlogik wieder in den Ausgangszustand setzt (Bild 2).

2. Anwendung der transparenten Dateneingabe und -ausgabe

Die Schaltung zum transparenten E/A-Verkehr entsprechend der Bilder 1 und 2 wurde aufgebaut und in Verbindung mit dem DMA-Modul mit Transparentlogik [2] erprobt. Die im DMA-Modul eingesetzten Speicher U 202 DA (Zugriffszeit 200 ns) ermöglichen das sichere Lesen bzw. Schreiben in einem Takt von 400 ns. Im E/A-Port wurden die sowjetischen Schaltkreise K 589 и P 12 eingesetzt, die die Forderung nach Datenübernahme bzw. -durchschalten mit STB bzw. DS innerhalb von 200 ns erfüllen.

2.1. Dateneingabe

Ein Erprobungsbeispiel für die transparente Eingabe nach Tafel 1 enthält folgende Kennwerte:

- DMA-Quellport: Eingabeport $F1_H$
- DMA-Zielport: RAM-Speicherbereich 1FOO bis $1FFF_H$
- Transfer und Suche nach Vergleichsbyte 08_H
- Stop und Interrupt beim Finden des Vergleichsbytes
- continuous-mode.

Dabei ist zu beachten, daß bei Eingabe das erste Datenbyte keine gültigen Daten darstellt (vgl. Bild 3).

Der Eingabebus wird mit einem peripheren Gerät verbunden, das jeweils durch die Vorderflanke von Ready neue Daten innerhalb 1,8 µs bereitstellt bzw. im Quittungsbetrieb den Abschluß der Datenbereitstellung mit /STROBE signalisiert. Nach Auslösen des DMA-Starts erfolgt dann die transparente Dateneingabe entsprechend den Signalabläufen in den Bildern 3 und 4.

2.2. Datenausgabe

Ein Erprobungsbeispiel für die transparente Ausgabe nach Tafel 2 enthält folgende Kennwerte:

- DMA-Quellport: RAM-Speicherbereich 1800 bis $18FF_H$
- DMA-Zielport: Ausgabeport $F1_H$
- Transfer und Suche nach Vergleichsbyte $7F_H$
- Stop und Interrupt beim Finden des Vergleichsbytes
- continuous-mode
- mit Richtungsumkehr, da Ziel feste Adresse hat.

Der Ausgabebus wird mit einem peripheren Gerät verbunden, und die Signale Ready und /STROBE realisieren den bekannten Quittungsbetrieb zwischen Peripherie und Mikrorechner.

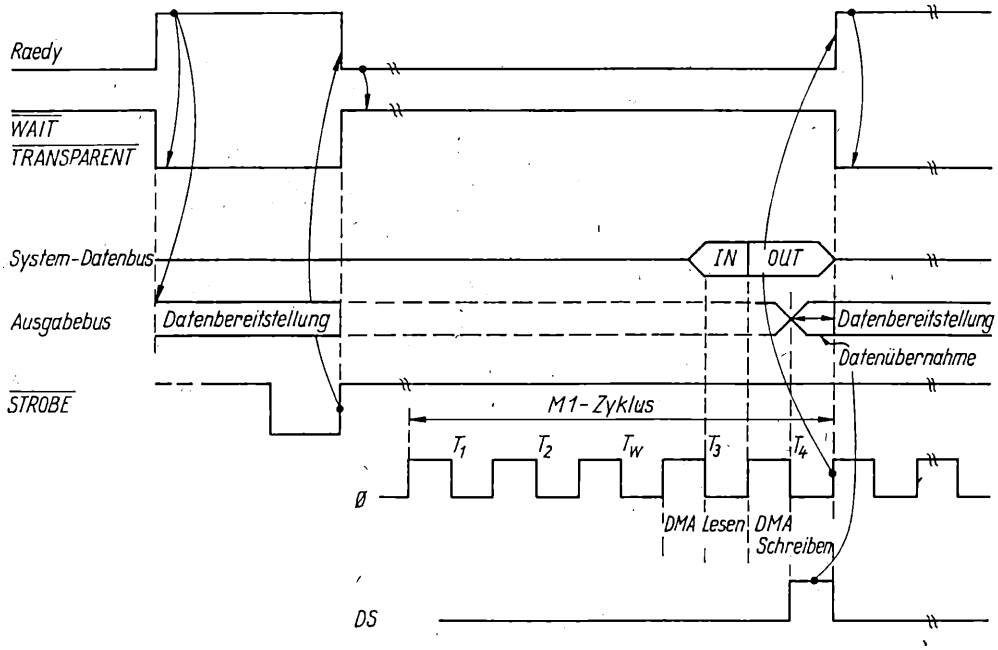


Bild 6. Signalablauf in Mode 3

Tafel 1. Z 80-DMA Initialisierung bei Dateneingabe

Z 80-DMA-Initialisierung Dateneingabe		
Kommando-Byte	Bedeutung	Hexa-Codierung
2D	partielles RESET	C3
1A	Transfer und Suche von Port A nach Port B	6F
	Geräteadresse Port A	F1
	Blocklänge, niederwertiges Byte	00
	Blocklänge, höherwertiges Byte	01
1B	Port A = E/A-Gerät mit fester Adresse	6C
Zeitsteuerbyte	Zugriff mit einem Takt	FF
1B	Port B = Speicher, Adressen inkrementiert	50
Zeitsteuerbyte	Zugriff mit einem Takt	FF
2A	Interrupt-Freigabe, Stop on match	FC
Maskenbyte		00
Vergleichsbyte		08
2B	continuous-mode	BD
	Startadresse Port B, niederwertiges Byte	FF
	Startadresse Port B höherwertiges Byte	1E
Interrupt-Steuerbyte	Interrupt bei Blockende oder match, Status beeinflußt Vektor	33
	Interruptvektor	F2
2C	Ready High-aktiv	8A
2D	Laden	CF
2D	DMA-Freigabe	87

Tafel 2. Z 80-DMA Initialisierung bei Datenausgabe

Z 80-DMA-Initialisierung Datenausgabe		
Kommando-Byte	Bedeutung	Hexa-Codierung
2D	partielles RESET	C3
1A	Transfer und Suche von Port B nach Port A	7B
	Startadresse Port A niederwertiges Byte	00
	Startadresse Port A höherwertiges Byte	18
	Blocklänge, niederwertiges Byte	FF
	Blocklänge, höherwertiges Byte	00
1B	Port A = Speicher, Adressen inkrementiert	54
Zeitsteuerbyte	Zugriff mit einem Takt	FF
1B	Port B = E/A-Gerät mit fester Adresse	68
Zeitsteuerbyte	Zugriff mit einem Takt	FF
2A	Interrupt-Freigabe, Stop on match	FC
Maskenbyte		00
Vergleichsbyte		7F
2B	continuous-mode	B5
	Geräteadresse Port B	F1
Interrupt-Steuerbyte	Interrupt bei Blockende oder match Status beeinflußt Vektor	33
	Interruptvektor	F2
2C	Ready High-aktiv	8A
2D	Laden	CF
1A	Transfer und Suche von Port A nach Port B	07
2D	Laden	CF
2D	DMA-Freigabe	87

3. Erprobungsergebnisse

Die Erprobung der transparenten Eingabe und Ausgabe erfolgte an einem K 1520-äquivalenten Mikrorechner mit U 880-CPU. Entsprechend der mittleren Zahl von M1-Zyklen, die von einer U 880-CPU bei einem Programm-Mix ausgeführt werden, beträgt die mittlere transparente Dateneingabe- oder -ausgabegeschwindigkeit in den Arbeitsweisen ‚ohne Peripheriequittung' 250 bis $300 \cdot 10^3$ Byte/s und ist somit um den Faktor 2 bis 2,5 größer als die maximale Eingabe- oder Ausgabegeschwindigkeit einer U 880-CPU (OTIR bzw. INIR-Befehl: $120 \cdot 10^3$ Byte/s). Weiterhin kann mit dem beschriebenen Gesamtsystem die Länge des ein- oder auszugebenden Datenblocks bis zu 64 KByte direkt adressiert werden, während die direkt adressierbare Blocklänge der U 880-CPU Befehle OTIR und INIR maximal 256 Byte beträgt.

Zusätzlich zur transparenten Dateneingabe oder -ausgabe führt die CPU die Abarbeitung von Nutzprogrammen ohne gravierende Geschwindigkeitsminderung weiter. Die beschriebene Schaltungsanordnung erfüllt somit die eingangs gestellte Forderung nach Effektivitätssteigerung von Eingabe- und Ausgabeoperationen und benutzt dazu Standardbauelemente der gegenwärtigen Produktion.

Eingegangen am 17. November 1981 NaA 8818

Literatur

[1] *Münzer, B. G.; Mohr, P.:* Kopplung eines DMA-Schaltkreises an den Mikrorechner K 1520. Nachrichtentech., Elektron. 32 (1982) 12, S. 499–504 und 509–510

[2] *Münzer, B. G.:* Transparenter DMA-Datentransfer im Zeitschatten des Mikroprozessors U 880. Nachrichtentech., Elektron. 33 (1983) 4, S. 142 bis 146

Dr. sc. techn. *Bernd-Georg Münzer*, Technische Universität Dresden, Sektion Informationstechnik, 8027 Dresden, Mommsenstraße 13

Prüfung komplexer elektronischer Schaltungen mit Mikrorechner

H. Böhme, Karl-Marx-Stadt

Mitteilung aus der Technischen Hochschule Karl-Marx-Stadt, Sektion Informationstechnik

Deskriptoren: Prüfeinrichtung, Prüfobjekt, Mikrorechner, Testbelegung, Antwortbelegung

Die rasche Entwicklung der Mikroelektronik führt zu immer komplexeren Strukturen von elektronischen Baugruppen und integrierten Schaltungen. Es ist bereits möglich, etwa 10^6 Bauelemente auf einem Chip zu integrieren und somit umfangreiche Funktionen in einem einzigen Schaltkreis zu realisieren. Diese Entwicklung, deren Ende noch nicht abzusehen ist, führt aber zu Problemen bei der Prüfung derartiger komplexer integrierter Schaltkreise.

Die Bauelementehersteller müssen bereits beim Entwurf hochintegrierter Schaltungen die Belange der Prüftechnologie mit berücksichtigen. Oft ist es nicht möglich, alle Funktionen vollständig zu prüfen, trotzdem muß die exakte Funktionsweise eines hochintegrierten Schaltkreises (z. B. eines Mikroprozessors) mit ausreichender Sicherheit garantiert sein.

Es bietet sich nun an, die Vorteile und Möglichkeiten der Mikroelektronik auch bei der Prüfung elektronischer Baugruppen oder integrierter Schaltkreise zu nutzen, indem die notwendigen Prüfeinrichtungen durch Mikrorechner mit eventuell notwendigen Anpaßbaugruppen realisiert werden. Durch ein sinnvoll gewähltes Verhältnis von Hardware und Software entstehen mit relativ geringem Aufwand leistungsfähige Prüfeinrichtungen.

Im wesentlichen ist es notwendig, durch eine an das Prüfobjekt angepaßte Schnittstelle und ein entsprechendes Prüfprogramm den Mikrorechner zu einer Prüfeinrichtung zu erweitern (Bild 1). Die Anpaßschaltung sorgt hauptsächlich für die Pegelanpassung und ermöglicht Prüfbelegungen durch den Mikrorechner an das Prüfobjekt auszusenden und entsprechende Antwortbelegungen zu empfangen. Der Mikrorechner wertet die empfangenen Ant-

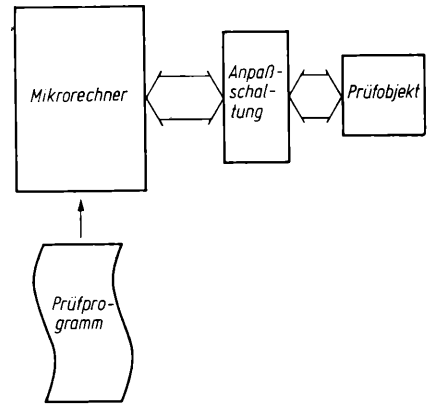
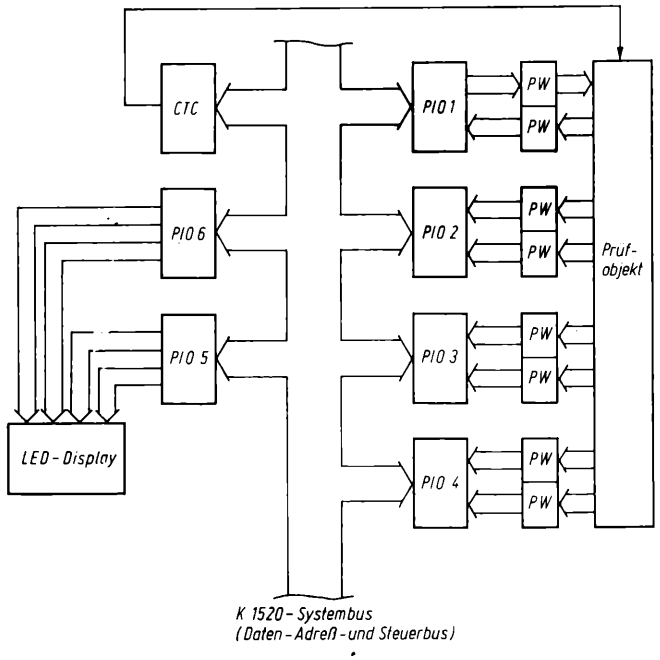


Bild 1
Prüfeinrichtung mit Mikrorechner

Bild 2
Realisierte Prüfeinrichtung. PW Pegelwandler



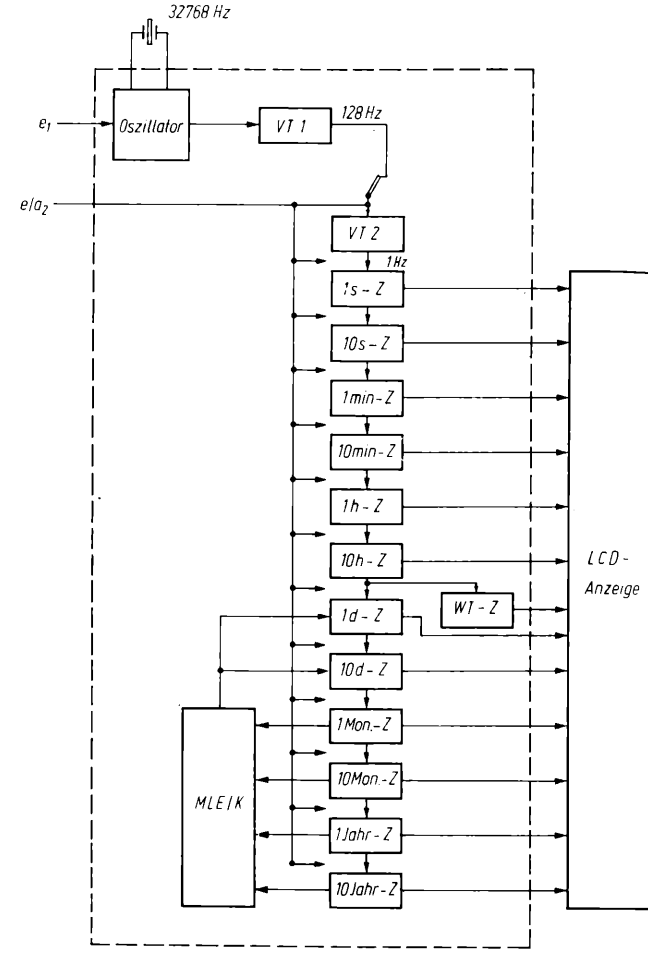


Bild 3. Vereinfachte Struktur eines Uhrenschaltkreises

Z Zähler, VT Vorteiler, WT Wochentag, MLE/K Monatslängenerkennung und -korrektur

wortbelegungen aus und kann somit die logische Funktionsweise des Prüfobjekts erkennen.

Die vorgestellte Konzeption zeichnet sich insbesondere dadurch aus, daß neben dem Mikrorechner, der relativ billig vielen Anwendern zur Verfügung steht, nur noch die Anpaßschaltung hardwaremäßig realisiert werden muß.

Soll eine andere Art Prüfobjekte getestet werden, so sind entweder gar keine oder nur sehr geringfügige (in der Anpaßschaltung) gerätetechnische Veränderungen notwendig. Neu gestaltet werden muß lediglich das Prüfprogramm. Dafür existieren bereits leistungsfähige Softwareentwicklungshilfen, so daß der Gesamtaufwand der Prüfeinrichtung auch bei universeller Verwendung gering bleibt.

Im folgenden wird eine universelle Prüfeinrichtung auf der Basis des Mikrorechners K 1520 vorgestellt, die zur Prüfung von Uhrenschaltkreisen verwendet wurde.

1. Aufbau der Prüfeinrichtung

Grundlage der Prüfeinrichtung ist ein Mikrorechner K 1520, der durch 2 Leiterplatten ergänzt wird, die die Anpaßschaltung und eine Ausgabeeinheit zur Anzeige des Prüfergebnisses enthalten. Für das Prüfprogramm werden im vorliegenden Fall 6 kByte Speicherraum benötigt.

Die Anpaßschaltung besteht im wesentlichen aus 4 parallelen Eingabe-/Ausgabebausteinen U 855 PIO. Damit stehen insgesamt 64 Prüfanschlüsse (8 Ports zu je 8 bit) zur Verfügung. Im vorliegenden Fall werden während der Initialisierungsphase 8 Anschlüsse als Ausgänge und 56 als Eingänge programmiert. Für das spezielle Prüfobjekt Uhrenschaltkreis sind weiterhin noch Pegelwandler erforderlich, um die Strom- und Spannungspegel den TTL-Werten anzupassen.

Es wird nochmals darauf hingewiesen, daß durch entsprechende Programmierung der Peripheriebausteine prinzipiell jedes Prüfobjekt mit maximal 64 Anschlüssen getestet werden kann, wobei auf ausschließlich programmtechnischem Wege die Verwendung der Anschlüsse als Eingänge oder Ausgänge festgelegt wird.

Zusätzlich zu den genannten Eingabe-/Ausgabebausteinen wird ein Zähler-Zeitgeberbaustein U 857 CTC verwendet, der für das Prüfobjekt eine definierte Anzahl von Taktimpulsen mit programmtechnisch wählbarer Frequenz zur Verfügung stellt. Die Prüfeinrichtung wird durch eine Anzeigeeinheit vervollständigt (Bild 2). Sie besteht aus vier 7-Segment-LED-Anzeigen, die von zwei weiteren U 855 PIO-Bausteinen angesteuert werden. Die beiden ersten Stellen charakterisieren die aktuelle Testroutine und die 3. und 4. Stelle das Prüfergebnis entsprechend einer Fehlerliste. Somit können bei hexadezimaler Darstellung 256 verschiedene Prüfroutinen mit jeweils 256 Prüfergebnissen angezeigt werden, was für viele Anwendungsfälle ausreichend ist.

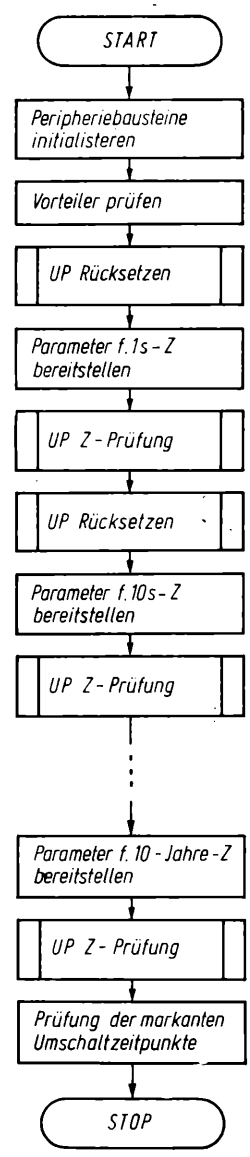
2. Programmtechnische Voraussetzungen

Die vollständige Realisierung der Prüfeinrichtung schließt die Erstellung eines entsprechenden Prüfprogramms ein. Voraussetzung dafür ist ein genauer Prüfalgorithmus, der programmtechnisch umzusetzen ist.

Der vorliegende Fall eines Uhrenschaltkreises stellt prinzipiell einen Automaten mit sehr vielen Zuständen dar, der mathematisch nur sehr schwierig oder gar nicht zu beschreiben ist. Es handelt sich dabei um ein im Sinne der Automatentheorie prüfunfreundliches System, was durchaus verständlich ist, wenn berücksichtigt wird, daß ein derartiger Schaltkreis beispielsweise bei einer Auflösung von 1 s für 40 Jahre vorprogrammiert ist, und zahlreiche Zusatzfunktionen (z. B. Stoppuhr) integriert sind.

Eine vollständige Prüfung unter Echtzeitbedingungen würde damit ebenfalls 40 Jahre dauern.
Aus diesem Grund sind im Uhrenschaltkreis selbst Möglichkeiten zum sicheren Nachweis der exakten Funktionsweise bei vertretbarem Prüfaufwand vorgesehen. Bild 3 zeigt die vereinfachte Struktur eines derartigen Uhrenschaltkreises für LCD-Uhren.
Ein Oszillator, der im realen Betrieb auf einer quarzstabilisierten Frequenz von 32768 Hz schwingt, treibt zwei Vorteiler VT 1 und VT 2, die einen Sekundentakt (1 Hz) zur Verfügung stellen. Es folgen insgesamt 12 Zähler (1-s- bis 10-Jahre-Zähler), die schließlich den Gesamtzählumfang von 40 Jahren realisieren, sowie ein Wochentagzähler und eine Schaltung zur Monatslängenerkennung und -korrektur.
Es ist möglich, den Schaltkreis beim Prüfen mit einer Taktfrequenz < 100 kHz am Eingang e_1 zu betreiben, so daß sich bereits die Prüfzeit auf etwa ein Drittel verkürzt. Weiterhin kann nach der Prüfung des Vorteilers VT 1 am Anschluß e/a_2 ein externer Takt (< 100 kHz) nacheinander auf jeden einzelnen Zähler an Stelle des Originaltaktes geschaltet werden. Dazu dienen spezielle Testeingänge, über die auch ein Rücksetzen und das Stellen der gesamten Uhr erfolgen kann.
Wenn man voraussetzt, daß jeder Zähler unabhängig vom Zustand der anderen Zähler arbeitet, so ist es ausreichend, jeden Zähler einmal vollständig zu testen und den Übergang (Übertrag) zum Folgezähler zu prüfen. Auf diese Weise läßt sich mit großer Sicherheit die exakte Funktionsweise nachweisen.
Zur Verbesserung der Sicherheit des Prüfergebnisses erfolgt im Anschluß an die separate Prüfung der einzelnen Zähler noch das Prüfen markanter Umschaltzeitpunkte. Darunter werden die Übergänge verstanden, die in Zählern mit in Abhängigkeit vom Gesamtzustand der Uhr unterschiedlichem Zählumfang auftreten. Im besonderen gehört dazu das Umschalten nach den verschiedenen Monatslängen einschließlich der Berücksichtigung des Schaltjahres.
Da das Gesamtsystem Uhr aus vielen gleichartigen Teilsystemen (Zählern) besteht, die sich im allgemeinen nur durch den Zählumfang unterscheiden, kann für jedes Teilsystem auch ein einheitlicher Prüfalgorithmus angewendet werden. Es bietet sich bei der programmtechnischen Realisierung die Unterprogrammtechnik an, was zu einem übersichtlichen und strukturierten Prüfprogramm führt.
Für die Prüfeinrichtung ist im vorliegenden Anwendungsfall charakteristisch, daß entweder der Mikrorechner oder das Prüfobjekt aktiv ist. Über den Zähler-Zeitgeberbaustein erhält der Uhrenschaltkreis eine definierte Anzahl von Taktimpulsen, die einen aus der Struktur und der geforderten Funktionsweise bekannten Zustand bewirken. Das Ende dieses Abschnitts einer Prüfroutine wird dem Mikrorechner durch eine Unterbrechung (vom CTC) gemeldet.
Daraufhin kann der Rechner über die Eingabeports der Peripheriebausteine den Istzustand des Prüflings lesen und mit dem Sollzustand vergleichen. Bei Gleichheit von Soll- und Istzustand wird zur nächsten Prüfroutine übergegangen, ansonsten erfolgt eine Fehleranzeige entsprechend einer vereinbarten Codierung. Auch im Fehlerfall kann über eine nicht maskierbare Unterbrechung die Fortführung des Prüfprogramms erzwungen werden, um die Funktionsweise der übrigen Komponenten des Prüfobjekts zu testen.
Zwischen den einzelnen Prüfroutinen wird die Uhr rückgesetzt bzw. in einen definierten Zustand durch Nutzung der Stellmöglichkeit gebracht. Daraus ergibt sich ein in Bild 4 vereinfacht dargestellter Programmablauf. Das Unterprogramm Zählerprüfung umfaßt neben dem Durchlaufen aller Zustände der betreffenden Zähler und der Übertragsprüfung auch die Kontrolle der Stellmöglichkeiten. Auf diese Weise kann schrittweise die Prüfung aller Teilsysteme des Uhrenschaltkreises erfolgen, die eine gesicherte Aussage über die Funktionstüchtigkeit des Gesamtsystems Uhrenschaltkreis ermöglicht.
Mit der vorgestellten Prüfeinrichtung kann die logische Funktion des Prüfobjekts nachgewiesen werden. Die Einhaltung der geforderten dynamischen Parameter und der Strom- und Spannungspegel wird dabei vorausgesetzt.
Für die umfassende Prüfung des Uhrenschaltkreises einschließlich der aus Bild 4 nicht ersichtlichen Prüfung der Sonderfunktionen (Stoppuhr, Uhr stellen) ergeben sich etwa 6 kByte Prüf-

Bild 4. Vereinfachter Programmablaufplan des Prüfprogramms



programm. Die in der dargestellten Art und Weise vollständige Prüfung eines Uhrenschaltkreises dauert etwa 3,5 min, womit dieses Verfahren insbesondere bei der Musterprüfung oder im Laborbetrieb geeignet ist.

3. Zusammenfassung

Es wurde eine universelle Prüfeinrichtung für komplexe digitale elektronische Baugruppen und integrierte Schaltungen vorgestellt, die sich durch geringen Aufwand und universelle Verwendbarkeit auszeichnet. Über programmierbare Eingabe-/Ausgabebausteine erfolgen das Aussenden von Testbelegungen an das Prüfobjekt und der Empfang der entsprechenden Antwortbelegungen. Der Mikrorechner realisiert eine vollständige Prüfung des Prüfobjekts im Sinne des Überprüfens aller charakteristischen Übergänge.
Auf programmtechnischem Wege läßt sich die Prüfeinrichtung an eine Vielzahl von Prüfobjekten anpassen. In der gegenwärtigen Ausbaustufe existieren 64 Prüfanschlüsse, die je nach Bedarf als Eingänge oder Ausgänge spezifiziert werden können.
Die Darstellung der Prüfergebnisse erfolgt über eine 4stellige 7-Segment-Anzeige, was bei hexadezimaler Verschlüsselung die Anzeige von 256 Prüfroutinen mit jeweils 256 Prüfergebnissen entsprechend einer zu vereinbarenden Codetabelle ermöglicht.
Die Verwendung eines Standardmikrorechners K 1520 als Kernstück der Prüfeinrichtung stellt eine optimale Lösung bezüglich Aufwand und Leistungsfähigkeit dar.
Erweiterungen, zum Beispiel der Anschluß eines Bildschirm-

gerätes zur komfortableren Anzeige der Prüfergebnisse oder die Erhöhung der Anzahl der Prüfanschlüsse durch Hinzufügen weiterer Eingabe-/Ausgabebausteine sind problemlos möglich. Es lassen sich sowohl komplexe integrierte Schaltkreise als auch ganze elektronische Baugruppen prüfen.

Das Problem des Rangierens, das heißt die Zuordnung von Prüfanschlüssen an die geforderten Anschlüsse des Prüfobjekts mit der notwendigen Spezifizierung als Eingänge oder Ausgänge, wird ausschließlich programmtechnisch gelöst. Je nach Komplexität des Prüfobjekts und des Prüfumfangs lassen sich auch mehrere Objekte parallel mit entsprechendem zeitlichem Versatz der einzelnen Prüfschritte testen.

Der Hauptaufwand der Prüfeinrichtung wurde in die Software verlagert, was universelle Verwendbarkeit und hohe Leistungsfähigkeit bedeutet.

Eingegangen am 14. Januar 1982 NaA 8829

Literatur

[1] *Richter, I.:* Untersuchung an einer Prüfeinrichtung für LSI-Schaltkreise. Diplomarbeit TH Karl-Marx-Stadt Sektion Informationstechnik 1981
[2] Betriebsdokumentation Mikrorechner K 1520. VEB Robotron-Elektronik Zella-Mehlis
[3] Mikroprozessorsystem der II. Leistungsklasse. Erzeugnisbeschreibung U 855-PIO, U 857-CTC. VEB Funkwerk Erfurt

Dipl.-Ing. *Hagen Böhme*, Technische Hochschule Karl-Marx-Stadt, Sektion Informationstechnik, 9022 Karl-Marx-Stadt, Reichenhainer Str. 70

Zweidimensionale Potentialanalyse in MIS-Strukturen

J. Schneider, Karl-Marx-Stadt; A. Nötzold, KDT, Zwickau

Mitteilung aus der Technischen Hochschule Karl-Marx-Stadt, Sektion Physik/Elektronische Bauelemente

Deskriptoren: Halbleiterelektronik, numerische Verfahren, MIS-Struktur, zweidimensionale Potentialanalyse, Halbleiter-Isolator-Grenzfläche

Die numerische Analyse elektronischer Bauelemente gewinnt mit zunehmenden Anforderungen an die Bauelemente z.B. hinsichtlich Schwellspannungsgenauigkeit, Durchbruchsverhalten und Reststrom, aber auch bezüglich parasitärer Effekte, immer mehr an Bedeutung für die theoretische Entwurfsarbeit. Während auch heute noch in vielen Fällen die eindimensionale Näherung der Bandstruktur für die Abschätzung bestimmter elektronischer Eigenschaften ihre Berechtigung hat, muß die Zweidimensionalität besonders bei kleinen Strukturabmessungen, bei der Skalierung und der Einengung des Toleranzbereichs der elektrischen Parameter der Bauelemente berücksichtigt werden. Die zweidimensionale (i.allg. numerische) Analyse des Potentialverlaufs ermöglicht gleichzeitig die Erfassung einer Vielzahl von Parametern und deren Abhängigkeiten im Verlauf der Rechnung. Die damit verbundene Erhöhung der Aussagekraft des Ergebnisses rechtfertigt die zum Teil recht aufwendigen Programmierungsarbeiten.

Im folgenden werden die grundlegenden Betrachtungen zur Vorgehensweise bei der numerischen Lösung der zweidimensionalen Poissongleichung und eine prinzipiell mögliche Programmstruktur zur Lösung der Aufgabe vorgestellt.

1. Zweidimensionale Poissongleichung

Die allgemeine Form der Poissonschen Gleichung lautet:

$$\text{divgrad}\ \varphi = -\varrho/\varepsilon_{HI}\,\varepsilon_0, \tag{1}$$

bzw. in der zweidimensionalen Form

$$\frac{\partial^2 \varphi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \varphi}{\partial y^2} = -\varrho/\varepsilon_{HI}\,\varepsilon_0. \tag{2}$$

x, y Ortskoordinaten, φ Potential relativ zu einem Bezugspunkt, ϱ Raumladungsdichte, ε_{HI} relative Dielektrizitätskonstante.

Die Raumladungsdichte ϱ kann eine vom Ort $[x, y]$ abhängige Dichte $\varrho\,(x, y)$ bzw. unabhängige Ladungsdichte ϱ sein.

Gemäß der Ladungsbilanz im Halbleiter sind in der Ladungsdichte ϱ die beweglichen und festen Ladungsanteile zu berücksichtigen. Allgemein gilt

$$\varrho\,(x, y) = e\,[p\,(x, y) - n\,(x, y) + N_D^+\,(x, y) - N_A^-\,(x, y)]. \tag{3}$$

1.1. Diskretisierung der Poissonschen Gleichung

Die zweidimensionale Poissongleichung gehört zur Gruppe der elliptischen Differentialgleichungen. Ihre Lösung kann nach verschiedenen numerischen Verfahren vorgenommen werden, die in [1] erläutert sind. Allen Verfahren ist die Quantelung des betrachteten Gebietes gemeinsam. Die Aufteilung der Fläche (im zweidimensionalen Fall) erfolgt durch ein Gitternetz, in dessen Kreuzungspunkten $[i, j]$ das Potential $\varphi\,(i, j)$ ermittelt wird (Bild 1).

Das hier verwendete Differenzenverfahren zeichnet sich dadurch aus, daß aus einer Menge von benachbarten Gitterpunkten zum Punkt $[i, j]$ das Potential $\varphi\,(i, j)$ berechnet wird.

Für die diskretisierte Poissongleichung erhält man unter Verwendung der Taylorschen Gleichung für die Berechnung eines Funktionswertes im Intervallabstand Δx bzw. Δy (Abbruch der Entwicklung nach der 2. Ableitung):

$$\frac{\partial^2 \varphi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \varphi}{\partial y^2} = \frac{\varphi\,(i+1, j) + \varphi\,(i-1, j)}{\Delta x^2}$$

$$+ \frac{\varphi\,(i, j+1) + \varphi\,(i, j-1)}{\Delta y^2} - 2\,\varphi\,(i, j)\left(\frac{1}{x^2} + \frac{1}{y^2}\right) = -\varrho/\varepsilon_{HI}\,\varepsilon_0 \tag{4}$$

und daraus für das Potential im Punkt $[i, j]$

$$\varphi\,(i, j) = \frac{\left[\dfrac{\varphi\,(i+1, j) + \varphi\,(i-1, j)}{\Delta x^2} + \dfrac{\varphi\,(i, j+1) + \varphi\,(i, j-1)}{\Delta y^2} + \dfrac{\varrho}{\varepsilon}\right]}{\left[\dfrac{2}{\Delta x^2} + \dfrac{2}{\Delta y^2}\right]}. \tag{5}$$

Die Potentiale $\varphi\,(i+1, j)$; $\varphi\,(i-1, j)$; $\varphi\,(i, j+1)$; $\varphi\,(i, j-1)$ sind Randwerte des Gebietes, in dem die Potentialanalyse durchgeführt werden soll und/oder Anfangswerte bzw. die Ergebnisse des vorangegangenen Iterationsschrittes. Die obige Gleichung setzt voraus, daß die Abstände der Gitterlinien konstant sind, in x- bzw. y-Richtung jedoch unterschiedlich sein können. Mit Gl. (5) ist eine iterative Lösung des Systems der Differentialgleichungen möglich. Das Potential im Punkt $[i, j]$ berechnet man aus den vier benachbarten Gitterpunkten (Bild 2).

Für das Programmieren ist das Gauß-Seidel-Verfahren günstig. Für die Punkte $[i-1, j]$ und $[i, j-1]$ werden bereits im laufenden Iterationszyklus verbesserte Werte verwendet, und für die Punkte $[i+1, j]$ und $[i, j+1]$ die Werte vom vorhergehenden Zyklus.

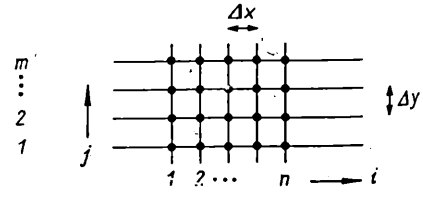


Bild 1
Gitternetzstruktur

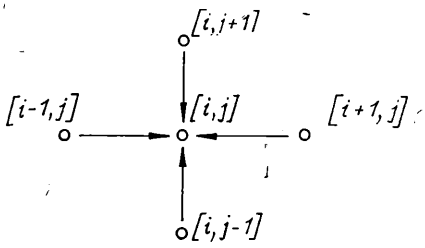
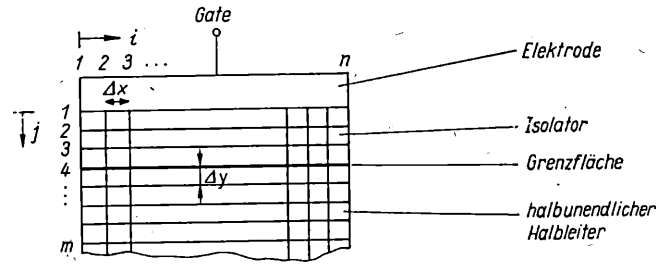


Bild 2. 5-Punkte-Stern

Bild 3
Querschnittsmodell der MIS-Struktur



Die Konvergenzgeschwindigkeit des Gauß-Seidel-Verfahrens ist proportional zu h^2. Dabei ist h die kleinste auftretende Schrittweite. Eine vergrößerte Anzahl der Gitterpunkte vergrößert nicht nur den Speicherplatzbedarf und die Anzahl der Rechnungen je Iteration, sondern erhöht zusätzlich in quadratischer Abhängigkeit die Anzahl der benötigten Iterationszyklen.
Eine Erhöhung der Konvergenzgeschwindigkeit ist durch Anwendung der Überrelaxation möglich. Das heißt, die Differenz zwischen altem und neuem Schätzwert wird um einen Anteil auf das α-fache ($1 < \alpha < 2$) vergrößert:

$$\varphi(i,j)^{k+1} = \varphi(i,j)^k + \alpha\,[\varphi^*(i,j)^{k+1} - \varphi(i,j)^k] \qquad (6)$$

Dabei sind:

$\varphi(i,j)^k$ Wert aus vorhergehendem Zyklus,

$\varphi^*(i,j)^{k+1}$ nach Iterationsgleichung (s.o.) berechneter Wert,

$\varphi(i,j)^{k+1}$ neu verwendeter Wert.

Bei Anwendung des optimalen α-Wertes ist die Konvergenzgeschwindigkeit proportional zu h. Für lineare Differenzengleichungen läßt sich das optimale α berechnen. Da hier eine nichtlineare Randbedingung auftritt (s.u.), ist nur eine Schätzung möglich, Ein zu großer α-Wert kann zur Divergenz des Verfahrens führen.

1.2. Grenzflächenbedingungen

Die Analyse des Potentialverlaufs in der Nähe von Grenzflächen erfordert die Beachtung der Konstanz der Verschiebungsflußdichte $\vec{D}$ durch die Grenzfläche hindurch. Die Berücksichtigung dieser Grenzflächenbedingung unter Hinzunahme der Beziehung zwischen Verschiebungsflußdichte $\vec{D}$ und Feldstärkevektor $\vec{E}$,

$$\vec{D} = \varepsilon \cdot \vec{E}, \qquad (7)$$

ermöglicht die Potentialanalyse im „kritischen" Oberflächenbereich bzw. der Grenzflächenregion.

1.2.1. Grenzflächenmodell der MIS-Struktur

Im Bild 3 ist der Querschnitt eines MIS-Systems im Modell angegeben.
Die Grenzfläche Gateisolator/Halbleiter liegt auf der Gitterlinie $\{i = 1, 2, 3 \ldots n;\ j = 4\}$, die Gitterlinien $\{i, j < 4\}$ liegen im Gateisolator, die Linien $\{i, j > 4\}$ im Halbleiter.
Unter Annahme fester, nicht umladbarer Grenzflächenzustände mit der Flächendichte N_{SS}'' und deren Ladungsschwerpunkt auf der Grenzflächenlinie ergibt sich die Verschiebungsflußdichtebilanz der Grenzfläche zu:

$$\vec{D}_{Hl} = \vec{D}_{Is} + \vec{D}_{Nss} \qquad (8)$$

(Annahme positiver Grenzflächenladungen).

$\vec{D}_{Hl}$ Verschiebungsflußdichte halbleiterseitig,

$\vec{D}_{Is}$ Verschiebungsflußdichte isolatorseitig,

$\vec{D}_{Nss}$ Verschiebungsflußdichte der Grenzflächenladung.

Die Grenzflächengleichung lautet somit im Beispiel:

$$[\varphi(i,5) - \varphi(i,4)] \cdot \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_{Hl}}{\Delta x} = [\varphi(i,4) - \varphi(i,3)] \cdot \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_{0X}}{\Delta x} - e N_{SS}'' \qquad (9)$$

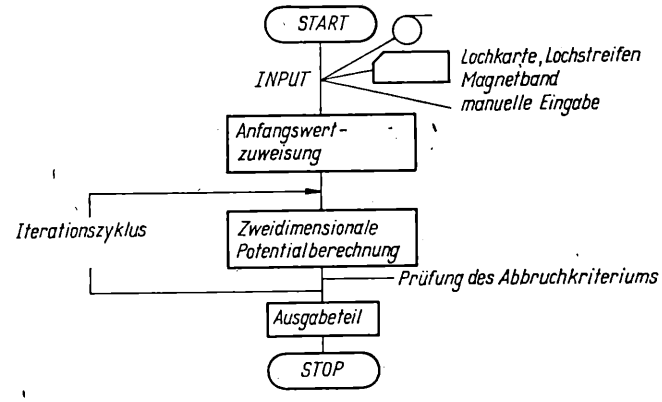
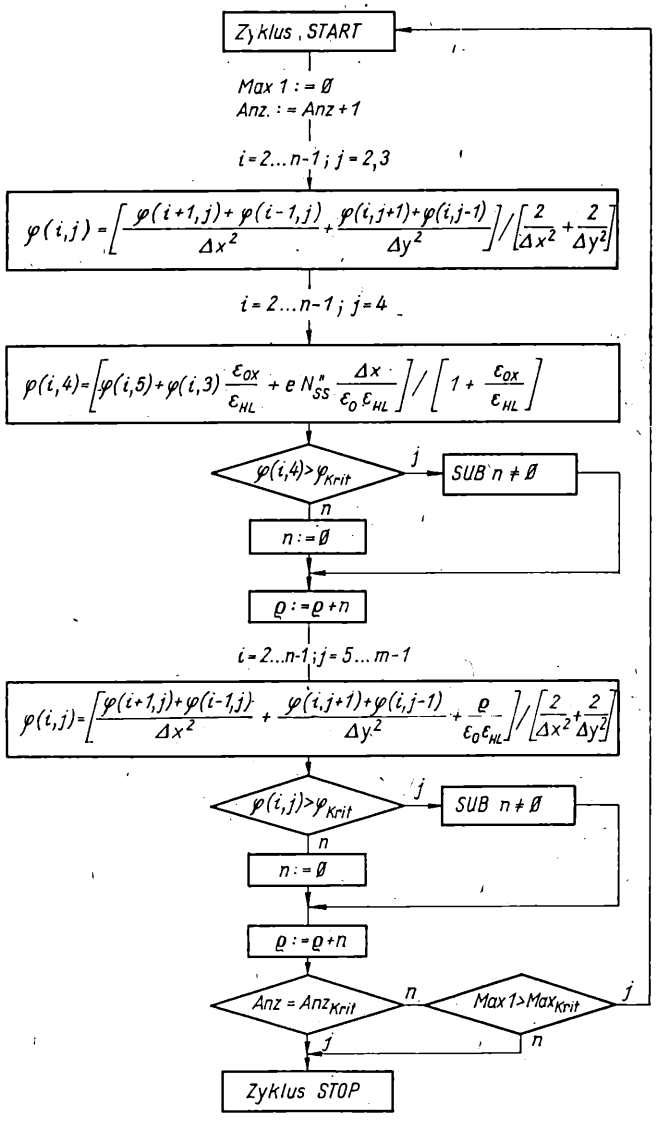


Bild 4. Programmstruktur

Bild 5. Flußdiagramm des Iterationszyklus



und das Potential der Grenzfläche $\varphi(i, 4)$ ergibt sich zu:

$$\varphi(i, 4) = \left[\varphi(i, 5) + \varphi(i, 3)\frac{\varepsilon_0 x}{\varepsilon_{HI}} + e N_{SS}'' \frac{\Delta x}{\varepsilon_0 \varepsilon_{HI}}\right] \Big/ \left[1 + \frac{\varepsilon_0 x}{\varepsilon_{HI}}\right]. \tag{10}$$

Im eingangs angegebenen Grenzflächenmodell wurde der Halbleiter als halbunendlich angegeben. Für die Programmierung ist nur ein abgeschlossener Bereich möglich. Dem entsprechen aus zwei Gründen praktisch auftretende Grenzen.
Einerseits hat der Halbleiter nur eine endliche Ausdehnung und begrenzt damit das Raumladungsgebiet. Andererseits klingt die Raumladung im Halbleiterinneren durch die Abschirmwirkung der Ladung ab. Vernachlässigt man die Minoritätsladung und ersetzt man die exponentielle Abhängigkeit der Majoritätsladung vom Potential durch eine Sprungfunktion, ergibt sich eine „scharfe" Raumladungsgrenze, die allerdings vom Ort abhängt. Diese übliche Näherung, in der angelsächsischen Literatur als ‚gradual channel approximation' bezeichnet, wurde bei der Programmierung zugrunde gelegt. Das Programm berücksichtigt beide angegebenen Begrenzungen der Raumladung.
Die Potentialabhängigkeit der Majoritätsladung ist nichtlinear. Da die Sprungfunktion in die Raumladungsgrenze eingeht, kann sie als nichtlineare Randbedingung interpretiert werden.
Die meisten Rechenregeln sind für lineare Gleichungssysteme abgeleitet. Im vorliegenden Fall gelten sie nur näherungsweise. So ist z. B. die Konvergenzgeschwindigkeit geringer, als für das gewählte Gitternetz zu erwarten ist. Eine Rechnung mit konstantem α-Wert bei Überrelaxation ist strenggenommen nicht möglich, da kein exponentieller Fehlerabbau vorliegt.
Das vorliegende Programm ist ein Kompromiß bezüglich Aufwand und Rechenzeit einerseits und Übersichtlichkeit und Universalität andererseits.

2. Allgemeine Programmstruktur eines Rechenprogramms für die zweidimensionale Potentialanalyse

Zweckmäßigerweise gliedert sich ein solches Programm in der Form von Bild 4. Im Eingabeteil werden die Materialkennwerte, geometrischen Abmessungen, Klemmenspannungen und Grenzflächenladungen des MIS-Systems eingelesen.
Im Programmteil Anfangswertzuweisung kann auf eine eindimensionale Abschätzung des Potentialverlaufs bzw. eine Näherungsverteilung, die der aus der numerischen Rechnung zu erwartenden Lösung entspricht, zurückgegriffen werden. Entsprechend der Lage der vereinbarten Netzstruktur im Modell der MIS-Anordnung, sind den Gitterpunkten die Anfangswerte der angenommenen Potentiale zuzuordnen.
Das Bild 5 zeigt das Flußdiagramm des Iterationszyklus zur zweidimensionalen Potentialberechnung für ein Gate-Elektrode-Isolator-p-Halbleitersystem. Es sind: Max 1 Abbruchkriterium; Anz Zykluszähler; φ_{krit} kritischer Potentialwert; übersteigt das Potential diesen Wert, so wird über die Unterroutine SUB $n \neq 0$ die Minoritätsträgerkonzentration n berechnet und anschließend in der Raumladungsdichte berücksichtigt.
An diesen Iterationsteil schließt sich der Ausgabeteil an. Hier kann das Potentialfeld $\varphi(i, j)$ auf einem Speichermedium gespeichert bzw. in Matrixform ausgedruckt oder in Form eines „Potentialgebirges" über dem Ort grafisch dargestellt werden.

Eingegangen am 18. Februar 1982 NaA 8849

Literatur

[1] Autorenkollektiv: Hallbleiterbauelementeelektronik. Berlin: Akademie-Verlag 1977
[2] *Amelio, G. F.:* Computer Modeling of Charge-Coupled Device Characteristics. Bell Syst. Techn. J. 51 (1972) 3, S. 125–131
[3] *Samarsky, Ju.; Nikolajew, I.:* Auflösungsmethoden für Netzgleichungen (in Russisch). Moskau: Nauka 1978

Dipl.-Ing. *A. Nötzold*, Dipl.-Ing. *J. Schneider*, Technische Hochschule Karl-Marx-Stadt, Sektion Physik/Elektronische Bauelemente, 9010 Karl-Marx-Stadt, Postschließfach 964

Minimierungsprogramm KANMIN für Karnaugh-Plan-Strukturen auf der Basis des Graycodes

G. Scarbata, KDT, F. Grunert, KDT, Ilmenau

Mitteilung aus der Technischen Hochschule Ilmenau, Sektion Informationstechnik und Theoretische Elektrotechnik

Deskriptoren: Karnaugh-Plan, Graycode, digitale Schaltfunktion, rechnerunterstützte Minimierung, Minimierungsprogramm KANMIN

Der Karnaugh-Plan, im weiteren K-Plan genannt, hat für die Darstellung und Minimierung von Schaltfunktionen in der digitalen Schaltungstechnik eine große Bedeutung. In der einschlägigen Literatur, z. B. in [1] bis [9], ist der strukturelle Aufbau des K-Planes sowie seine Verwendung zum Erkennen und Eliminieren redundanter Terme in Schaltfunktionen eingehend erläutert.
Die Anordnung seiner Felder erfolgt bekanntlich so, daß die Vorschrift

$$x_2 x_1 + \bar{x}_2 x_1 = x_1 \tag{1}$$

für Schaltfunktionen in disjunktiver Normalform (DNF) bzw.

$$(x_2 + x_1) \cdot (\bar{x}_2 + x_1) = x_1 \tag{2}$$

für Schaltfunktionen in konjunktiver Normalform (KNF) möglichst übersichtlich visuell oder auch rechnerunterstützt, dann aber vorwiegend für eine größere Variablenanzahl realisiert werden kann.

Mit x_l sind die Eingangsvariablen einer Schaltung bezeichnet ($l = 1, 2, \ldots k$).
Damit ist für die Anordnung der Felder eine notwendige, aber noch keine hinreichende Bedingung dafür gegeben, daß unabhängig von der Variablenzahl k immer eine einheitliche geometrische Struktur erreicht wird.
Wie aus Tafel 1 zu ersehen ist, ordnet die Mehrzahl der Autoren in [1] bis [8] die Variablen x_l auf unterschiedliche Weise dem K-Plan zu.
Nur das Feld $\varepsilon = 0$ nimmt einen festen Platz in diesen geometrischen Anordnungen ein. Alle anderen Felder wechseln mehr oder weniger häufig ihre Indizes ε. Das Arbeiten mit solchen K-Plänen erfordert für den Anwender ein ständiges Umdenken, sowohl bei unterschiedlicher Variablenzahl k als auch bei Verwendung mehrerer Literaturquellen.
Für den Lernenden, der sich erstmals mit der Anwendung von K-Plänen beschäftigt, ist die Vielzahl der angebotenen Strukturen verwirrend. In [9] werden K-Pläne angegeben, in denen unabhängig von der Variablenzahl k die Felder in der Gesamtstruktur immer einen fest zugeordneten Platz einnehmen.
Der vorliegende Beitrag unterstützt die wie in [9] gezeigte Vorschrift zum Aufbau von K-Plänen und weist nach, daß es sinn-

Grundlagen der Mikroelektronik. Teil 10

A. Möschwitzer, Dresden

MSI (medium scale integration): Bezeichnung für alle Schaltkreistechniken mit mehr als 100 Einzelbauelementen auf einem Chip (und weniger als 1000).

MOSFET (metal oxide semiconductor field effect transistor): Siliziumfeldeffekttransistor, dessen Steuerung mit einem durch SiO_2 vom Kanal isolierten Gate erfolgt. Dieser Transistor ist das grundlegende Funktionselement aller hoch- und höchstintegrierten Schaltkreise.

MISFET (metal insulator semiconductor field effect transistor): Allgemeine Bezeichnung für alle Feldeffekttransistoren mit isoliertem Steuergate, die auf einem Halbleitersubstrat (vorzugsweise Silizium) mit der Planartechnologie hergestellt werden.

MESFET (metal semiconductor field effect transistor): Feldeffekttransistor (Sperrschicht-Feldeffekttransistor), der mit einer Metall-Halbleiter-Schottkybarriere an der Oberfläche gesteuert wird.

MGT (metal gate technology): Basistechnologie zur Herstellung von MOS-Schaltkreisen, bei der die Gateelektroden der MOS-Transistoren aus einer dünnen Metallschicht (meist Al) hergestellt werden.

MASFET (metal aluminium oxide semiconductor field effect transistor): Feldeffekttransistor, bei dem das Gate mit einer Al_2O_3-Schicht vom Kanal isoliert ist. Da im Al_2O_3 Ladungen gespeichert werden können, eignet sich dieses Bauelement auch als Speicherfeldeffekttransistor.

MNOSFET (metal nitride oxide semiconductor field effect transistor): Feldeffekttransistor, bei dem das Gate mit dem geschichteten Dielektrikum SiO_2-Si_3N_4 vom Kanal isoliert ist. Da an der Grenzfläche SiO_2-Si_3N_4-Ladungen gespeichert werden können, eignet sich dieses Bauelement für elektrisch veränderbare Festwertspeicher (EAROM).

MTL (merged transistor logic): siehe I^2L.

PLANOX (planar oxidation of silicon): Verfahren zur Strukturierung der Siliziumoberfläche, bei dem durch lokale Oxydation und anschließende Ätzung Si- und SiO_2-Felder (Inseln) an der Halbleiteroberfläche geschaffen werden, zwischen denen nur sehr geringe „Höhenunterschiede" (Oxidstufen) auftreten.

PMOS (p channel MOS): Basistechnologie für MOS-Schaltkreise mit p-Kanal-MOS-Transistoren. Es wird dazu ein n-leitendes Halbleitersubstrat verwendet.

NMOS (n channel MOS): Basistechnologie für MOS-Schaltkreise mit n-Kanal-MOS-Transistoren. Es wird dazu ein p-leitendes Halbleitersubstrat verwendet.

PLA (programmable logic array): Funktionsgruppe eines integrierten Schaltkreises, die durch geeignete Festlegung (Programmierung) der Verbindung der vorgefertigten, matrixförmig angeordneten Bauelemente jede gewünschte UND-Verknüpfung aller ODER-Verknüpfungen der entsprechenden Eingangssignale ausführen kann.

PROM (programmable read only memory): Speicherschaltkreis, der durch irreversible Maßnahmen (z.B. Durchbrennen von Leiterpfaden) programmiert und danach nur noch gelesen, also auch nicht mehr gelöscht werden kann.

PIO (parallel input output unit): Schaltkreis eines Mikroprozessorsystems, der zur parallelen Ein- und Ausgabe von Daten von und zu einem externen Gerät (z.B. Lochstreifenleser und -stanzer) geeignet ist.

PC (program counter): Funktionseinheit eines integrierten Prozessorschaltkreises, in dem die Adresse für den nächsten Befehl erzeugt wird.

RMIS (refractory metal-insulator semiconductor): Bezeichnung für eine Basistechnologie zur Herstellung von MOS-Schaltkreisen, deren MOS-Transistorgates aus einem schwer schmelzenden Metall (z.B. W, Mo) bestehen.

RAM (random access memory): Speicherschaltkreis, der beliebig gelesen und geschrieben werden kann.

ROM (read only memory): Speicherschaltkreis, der nur gelesen werden kann.

SSI (small scale integration): Bezeichnung für alle Schaltkreistechniken mit weniger als 100 Einzelbauelementen auf einem Halbleiterchip.

SBC (standard burierd collector): Standardbasistechnologie für Bipolarschaltkreise. Ihren Namen verdankt sie der begrabenen stark n-leitenden Kollektorschicht.

SGT (silicon gate technology): Basistechnologie zur Herstellung von MOS-Schaltkreisen, bei der die Gateelektroden der MOS-Feldeffekttransistoren aus einer polykristallinen Siliziumschicht bestehen. Sie ist heute Standard für alle modernen MOS-Schaltkreise.

SCCD (surface channel charge coupled device): Ladungsgekoppeltes Bauelement, bei dem der Ladungsverschiebungsvorgang parallel und direkt an der Halbleiteroberfläche erfolgt.

SAM (serial access memory): Speicherschaltkreis mit umlaufender Information, so daß nur ein serieller Zugriff (große Zugriffszeiten) zur gespeicherten Information möglich ist.

SAMOST (stacked gate MOS-Transistor): Speicherfeldeffekttransistor mit Floatinggate und zusätzlichem Speichergate. Das Floatinggate wird bei einem n-Kanal-Transistor meist mit heißen Elektronen aus der Pinch off-Zone geladen.

SFET (Sperrschicht-Feldeffekttransistor): Bezeichnung für alle Feldeffekttransistoren, bei denen die Steuerung durch eine Querschnittsänderung des leitfähigen Kanals infolge der gesteuerten Ausdehnung einer Sperrschicht in diesen Kanal erfolgt (engl.: JFET).

SIT (static induction transistor): Transistor, bei dem die Steuerung des Stroms — ähnlich wie in einer Elektronenröhre — durch die Steuerung der Höhe einer Potentialbarriere, über die der Strom als Emissionsstrom fließen muß, erfolgt.

SOS (silicon on sapphire): siehe ESFI.

SOI (silicon on insulator): Basistechnologie wie ESFI bzw. SOS nur mit dem Unterschied, daß hier die Erzeugung der dünnen Siliziumschicht durch Rekristallisation dünner polykristalliner Siliziumschichten auf Siliziumsubstraten, die mit SiO_2 überzogen sind, erfolgt. Damit wird das teuere Saphirsubstrat vermieden.

STTL (Schottky transistor transistor logic): Basistechnologie bzw. Schaltungstechnik für digitale Bipolarschaltkreise, bei denen der Basiskollektorübergang der Transistoren mit einer Schottkydiode (Metall-Halbleiter-Diode) überbrückt ist, wodurch geringe Signalverzögerungszeiten entstehen. Spezialvarianten sind Lowpower-Schottky-TTL (LS TTL) und Advanced Lowpower-Schottky-TTL (ALS TTL). Bei letzterer wird zusätzlich Oxidisolation (ISOPLANAR) angewendet.

TTL (transistor-transistor logic). Basistechnologie bzw. Schaltungstechnik für digitale Bipolarschaltkreise, bei der die Signalverknüpfung bei UND durch einen Vielfachemittertransistor und bei ODER durch parallelgeschaltete Transistoren erfolgt. Sie ist die am weitesten verbreitete Standardtechnologie für SSI- und MSI-Schaltkreise.

V-ATE (vertical anisotropic etch): Basistechnologie zur Herstellung integrierter Schaltkreise, bei der durch anisotropes Ätzen von Kerben in die Halbleiteroberfläche isolierte Inseln entstehen, in denen die integrierten Bauelemente realisiert werden.

VMOS (vertical metal oxide semiconductor): Basistechnologie zur Herstellung integrierter Schaltkreise der MOS-Technik, bei der durch einen entsprechenden vertikalen Schicht-

aufbau und Ätzen von Kerben MOS-Transistoren entstehen, deren Struktur Source-Kanal-Drain vertikal angeordnet ist. Durch den Einbau einer hochohmigen Schicht in Drainnähe können große Spannungsfestigkeiten erzielt werden.
VLSI (very large scale integration): Bezeichnung für alle Schaltkreistechniken mit mehr als 30000 bis 100000 Einzelbauelementen auf einem Halbleiterchip.

7. Zusammenfassung — Ausblick

In dieser Fortsetzungsreihe wurden vor allem die elektronischen Probleme der Mikroelektronik in sehr vereinfachter Weise behandelt (Schaltkreisentwurf, Anwendung und Funktion von Standardschaltkreisen sowie Hard- und Softwareentwurf von Mikrorechnern). Nahezu alle Probleme im wissenschaftlich-technischen Bereich und der Datenverarbeitung lassen sich mit den Methoden und Verfahren der binären digitalen Signalverarbeitung lösen. Diese digitale binäre Signalverarbeitung vollzieht sich in integrierten Schaltkreisen, deren Entwurf und Funktion behandelt wurde.
Das konkrete, unter Einsatz der Mikroelektronik zu lösende Problem der Datenverarbeitung, Arithmetik bzw. Analysis, Prozessautomatisierung, Nachrichtenübertragung, Ökonomie, Verkehrstechnik u.a. muß zunächst erkannt und formuliert werden. Das ist Aufgabe der Ingenieure und Wissenschaftler der entsprechenden Fachdisziplin (Mathematik, Steuerungs- und Regeltechnik, Nachrichtentechnik u.a.). Die dabei möglichen Lösungswege sind vielfältig. Es gibt für die Anwendung der Mikroelektronik in allen Bereichen der Wissenschaft und Technik keine fertigen Repezte, sondern nur Grundelemente, die in dieser Reihe behandelt wurden. Wer die Mikroelektronik erfolgreich anwenden will, darf nicht warten, bis ausreichende Sammlungen fertiger Lösungsvarianten vorliegen, sondern muß selbst aktiv, ausgehend von seinen Fachkenntnissen und den hier behandelten bzw. in entsprechenden Weiterbildungskursen erlernten Grundelementen, eigene Lösungswege finden.
Nach dem Erkennen des Problems bzw. der Aufgabenstellung erfolgt die Formulierung des Funktions- bzw. Lösungsalgorithmus in Form eines Flußdiagramms oder eines Funktions- bzw. Automatengrafen sowie Funktions- und Wahrheitstabellen. Danach erfolgt der Systementwurf, zu dem bereits eine Reihe von Ausführungen gemacht sowie einige typische Vorbilder beschrieben wurden. Zur Systemlösung gibt es die zwei in dieser Reihe behandelten Wege:

— Problemlösung mit Standardschaltkreisen
— Problemlösung mit Kundenwunsch- bzw. Spezialschaltkreisen.

Bei den Spezialschaltkreisen lassen sich aus heutiger Sicht folgende Klassen erkennen:

a) Arithmetikprozessoren und Spezialcalculatoren

Das sind im Prinzip elektronische Rechner mit einem Systemaufbau ähnlich der Mikroprozessoren bzw. Taschenrechner. Beispiele hierfür sind Hardwareimplementierungen spezieller Arithmetikoperationen wie Multiplizier- und Dividierfelder, Floatingpointarithmetik und Spezialrechner für das Finanzwesen, Verkehrswesen u.a.

b) Spezialprozessoren und Controller

Sie dienen z.B. der Steuerung spezieller Geräte (Computerperipherie, Speichersysteme, Haushaltgeräte). Hierzu zählen auch die Prozessoren für die Bildschirmgrafik und die elektronischen Spiele.

c) Signalprozessoren

Das sind gesteuerte Datenpfade, die eine Wandlung, Analyse und Synthese von analogen und digitalen Signalen vornehmen. Hierzu gehören Prozessoren für die mathematische Signalanalyse (Fourieranalyse als Beispiel), Prozessoren für die Signalfilterung (Digitalfilter), für Bildverarbeitung, für Sprachsynthese und -analyse.

d) Nachrichtenprozessoren

Das sind ebenfalls gesteuerte Datenpfade. Sie dienen vorzugsweise der Signalumwandlung zum Zweck der Nachrichtenübertragung (z.B. Pulscodemodulation) und dem Schalten von Signalwegen zur Nachrichtenübertragung. Das klassische Beispiel hierzu sind die sogenannten CODEC-Schaltkreise mit Filter.
Obwohl die digitale binäre Informationsverarbeitung bei der Lösung dieser Probleme dominiert, müssen zu einer umfassenden Anwendung der Mikroelektronik noch eine Reihe weiterer technischer Voraussetzungen erfüllt sein.
Das sind auf dem Elektroniksektor vor allem

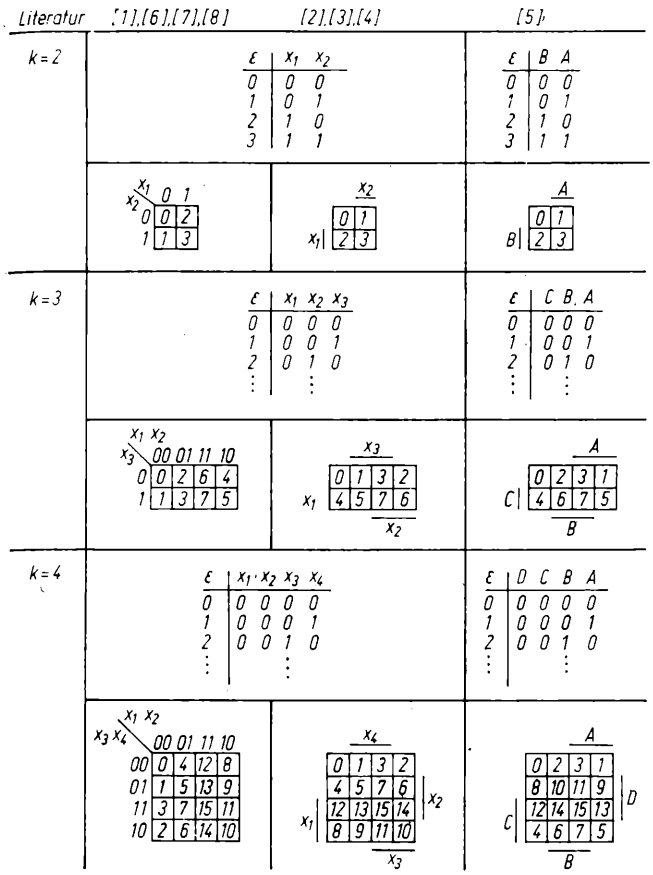
— Sensoren (Meßfühler), damit die Außenwelt bzw. der Prozeß mit dem Mikrocomputer in Kontakt kommen kann
— D/A- und A/D-Konverter (die uns umgebende Welt stellt in erster Linie analoge Signale zur Verfügung, die Mikroelektronik arbeitet aber vorzugsweise digital!)
— Optoelektronische Displays (zur Kommunikation Mensch — Maschine)
— Spezialschaltkreise (Treiberstufen, Stromversorgung)
— Kontaktelemente
— Systemträger.

Schließlich muß die Leistungsfähigkeit einer ganzen Volkswirtschaft hinter all diesen Bemühungen stehen. Deshalb sind nicht nur die Elektronikingenieure, sondern die Ingenieure aller Industrie- und Wissenschaftszweige verantwortlich für die Fortschritte auf dem Gebiete der Mikroelektronik.

Literatur

[1] *Elschner, H.; Möschwitzer, A.:* Einführung in die Elektrotechnik. Berlin: VEB Verlag Technik (in Vorbereitung)
[2] *Dutton, R. W.:* Bipolar and MOS-devices. Stanford University EE 313-314 Notes. 1975
[3] *Möschwitzer, A.; Lunze, K.:* Halbleiterelektronik (Lehrbuch), 5. Aufl. Berlin: VEB Verlag Technik 1981
[4] *Schade, K.*, u.a.: Halbleitertechnologie, Band 2. Berlin: VEB Verlag Technik 1983
[5] *Barbe, D. F.* (Editor): Very large scale integration (VLSI) Berlin/Heidelberg: Springer-Verlag 1980
[6] *Diener, K. H.*, u. a.: MISNET — ein Netzwerkanalyseprogramm für integrierte MIS-Schaltkreise. Informations- und Energietechnik 6 (1976) S 494—502
[7] *Mead, C ; Conway, L.:* Introduction to VLSI-systems. Amsterdam Addison Wesley Pub. Comp. 1980
[8] *Kindt, R.; Mueller, V.:* Programm D-Matrix. Persönl. Mitteilung
[9] *Rößler, F.*, u.a.: LSISIMULATOR — ein leistungsfähiges Programmsystem zur Funktionsverifikation hoch- und höchstintegrierter Schaltkreise. Nachrichtentech., Elektron. (in Vorbereitung)
[10] AK: Fortsetzungsreihe „Digitaltechnik" Nachrichtentech., Elektron. 1980/1981
[11] *Feske, K.:* Zur Berechnung redundanzfreier zweistufiger Schaltnetzwerke mit einer großen Zahl von Eingangs- und Ausgangssignalen. Wiss. Z. d. TU Dresden 28 (1979) S. 393—397
[12] *Bernstein, H.:* Hochintegrierte Digitalschaltkreise und Mikroprozessoren. München: R. Pflaum-Verlag 1978
[13] *Givone, D. D.:* Microprocessors/microcomputers — an introduction. Tokyo: McGraw Hill Kogakusha Ltd. 1980
[14] *Mano, M. M.:* Digital logic and computer design. London: Prentice Hall Intern. Inc. 1979
[15] *Möschwitzer, A.; Jorke, G.:* Mikroelektronische Schaltkreise. 2. Aufl. Berlin: VEB Verlag Technik 1981
[16] *Kobayashi, T.*, u.a.: A 6 k CMOS gate array. ISSCC 82 Digest 25 (1982) S. 174—175
[17] *Itoh, T.*, u.a.: A 6000 gate CMOS gate array. ISSCC 82 Digest 25 (1982) S. 176—177
[18] *Lee, S. C.; Bass, A. S.:* A 2500 gate bipolar macrocell array with 250 ps gate delay. ISSCC 82 Digest 25 (1982) S. 178—179
[19] *Hecker, W.*, u.a.: LSINET — ein neues Timing-Simulationsprogramm für LSI- und VLSI-Schaltkreise. Nachrichtentech., Elektron. (in Vorbereitung)
[20] *Newton, A. R.*, u.a.: Design aids vor VLSI The Berkeley perspective. IEEE Trans CAS 28 (1981) S. 666—680
[21] *Payne, M. I.:* An integrated VLSI design system. VLSI Design (1982) S. 46—50
[22] American Microsystems: AMI standard cells. custom design from basic elements. VLSI Design (1982) S. 6—7
[23] *Szirom, St. Z.:* Custom- semicustom IC business report. VLSI Design (1982) S. 32—33
[24] Calma: CALMA's STICKs. VLSI Design (1982) S. 54
[25] *Ousterhout, I. K.:* Caesar: an interactive Editor for VLSI layouts. VLSI Design (1981) S. 34—38

Tafel 1. K-Plan-Strukturen nach [1] bis [8]

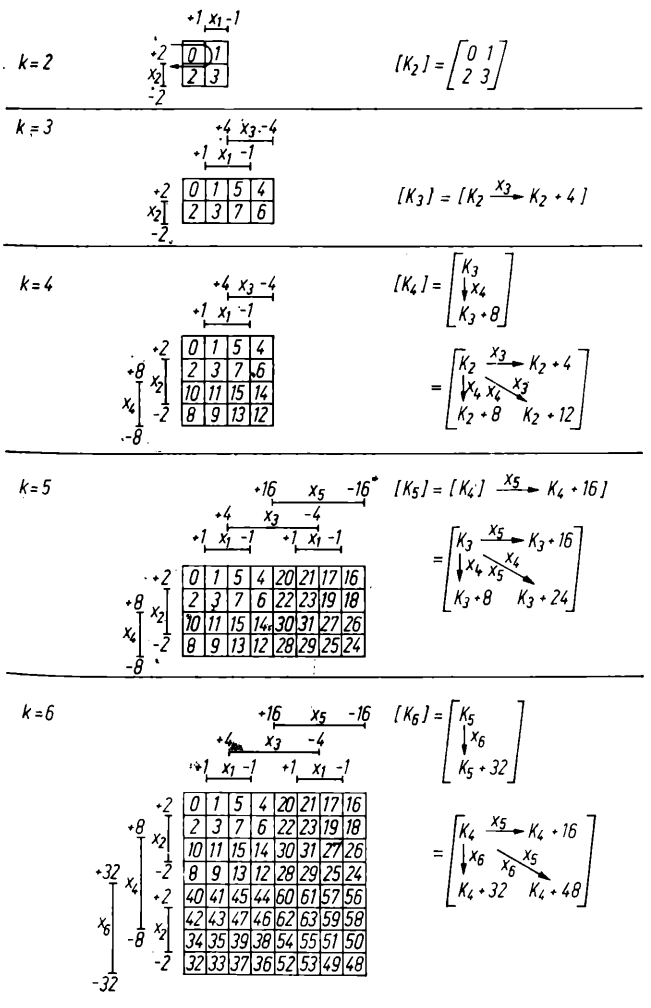


Tafel 2. Bildung des Graycodes in Verbindung mit den Eingangsvariablen x_l digitaler Schaltungen

2^l-1	$\cdots\ 2^3\ 2^2\ 2^1\ 2^0$
x_l	$\cdots\ x_4\ x_3\ x_2\ x_1$
$\varepsilon=0$	$\cdots\ 0\ 0\ 0\ 0$
1	$\cdots\ 0\ 0\ 0\ 1$
3	0 0 1 1
2	0 0 1 0
6	0 1 1 0
7	0 1 1 1
5	0 1 0 1
4	0 1 0 0
12	1 1 0 0
13	1 1 0 1
15	1 1 1 1
14	1 1 1 0
10	1 0 1 0
11	1 0 1 1
9	1 0 0 1
8	1 0 0 0

x_1 → +1, x_2 → +2, x_3 → +4, x_4 → +8

Tafel 3. K-Plan-Strukturen mit ihren Bildungsvorschriften



voll ist, dabei von dem Zusammenhang der Gln. (1) und (2) mit dem Graycode auszugehen.

Bekanntlich ist die Hamming-Distanz [10] des Graycodes = 1. Seine benachbarten Codewörter unterscheiden sich also immer nur in einer Stelle. Die Bildungsvorschrift für diesen Code läßt sich wie folgt z. B. für $k = 4$ darstellen:

Geht man vom Codewort für $\varepsilon = 0$ aus, spiegelt es in die folgende Zeile nach unten und ändert in der Spalte für x_1 die 0 in die 1, so unterscheiden sich die Codewörter $\varepsilon = 0$ und $\varepsilon = 1$ um eine binäre 1, die in diesem Fall auch gleich der dezimalen 1 ist.

Da sich bei dieser Spiegelung um die für x_1 stehende waagerechte gestrichelte Linie der Dezimalwert ε der dual dargestellten Codewörter um 1 ändert, ordnet man x_1 2^0 zu. Aus diesem Grunde empfiehlt sich auch die Anordnung der Eingangsvariablen $x_k \cdots x_l \cdots x_1$ mit steigendem l von rechts nach links.

Nun werden die beiden Codewörter $\varepsilon = 0$ und $\varepsilon = 1$ im Block um die für x_2 gestrichelt dargestellte Linie nach unten gespiegelt und dabei in der Spalte x_2 alle Nullen in Einsen geändert. Es entstehen die Codewörter $\varepsilon = 3$ und $\varepsilon = 2$. Ihr Dezimalwert hat sich im Vergleich zu den ersten beiden um 2^1 erhöht.

Danach spiegelt man in gleicher Weise die ersten vier Codewörter im Block nach unten um die für x_3 stehende Linie und erhält vier weitere Codewörter $\varepsilon = 6$, $\varepsilon = 7$, $\varepsilon = 5$ und $\varepsilon = 4$, deren Dezimalwert im Vergleich zu den ersten vier Codewörtern um 2^2 höher liegt, usw.

Aus der Tafel 2 ist weiterhin zu erkennen, daß immer an den Stellen, an denen sich in der Spalte x_1 der Binärwert ändert, der Dezimalwert benachbarter Codewörter alternierend um 1 erhöht bzw. erniedrigt wird. Ebenso ist es in der Spalte von x_2. Dort alterniert die Dezimalwertänderung $\pm$ 2, für x_3 entsprechend $\pm$ 4 usw.

Von diesen Gesetzmäßigkeiten in Tafel 2 ausgehend kann man nun die K-Pläne für eine beliebige Variablenanzahl k anschaulich in einheitlicher Vorgehensweise erstellen und auswerten.

Zunächst wird die Vereinbarung getroffen, daß die Variablen x_l mit ungeradzahligem Index l und beginnend mit x_1 in horizontaler Richtung mit geradzahligem Index l in vertikaler Richtung am K-Plan angeordnet werden.

Für $k = 2$ existieren $\varepsilon = 2^k = 4$ mögliche Eingangsbelegungen ε der Variablen x_2, x_1. Der K-Plan in Tafel 3 entsteht zunächst durch Spiegeln des Feldes $\varepsilon = 0$ um x_1, also wird zu $\varepsilon = 0$ der Wert + 1 hinzuaddiert. Man erhält das zweite Feld mit $\varepsilon = 1$. Die Felder $\varepsilon = 0$ und $\varepsilon = 1$ werden dann im Block um x_2 gespiegelt, also wird jeweils der Wert + 2 hinzuaddiert, dann wird $\varepsilon = 2$ und $\varepsilon = 3$.

Entsprechend dem Graycode nach Tafel 2 findet man die Felder in der gezeigten Pfeilrichtung angeordnet wieder.

$[K_2]$ soll diese Anordnung symbolisch als Karnaugh-Matrix mit dem Index $k = 2$ darstellen.

Für $k = 3$ existieren $E = 2^k = 8$ Eingangsbelegungen der Variablen x_3, x_2, x_1. Der K-Plan entsteht durch Spiegeln des

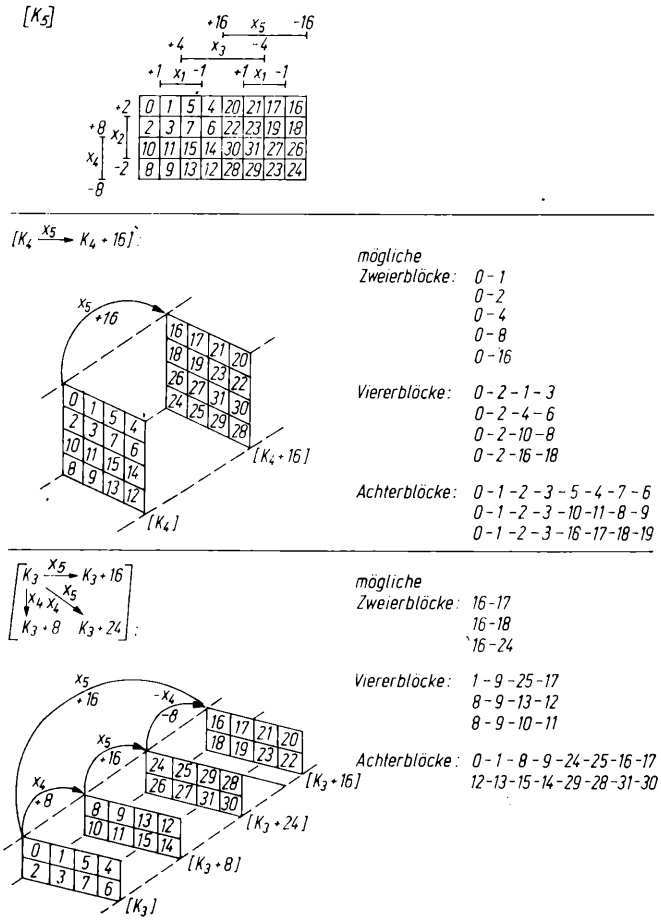
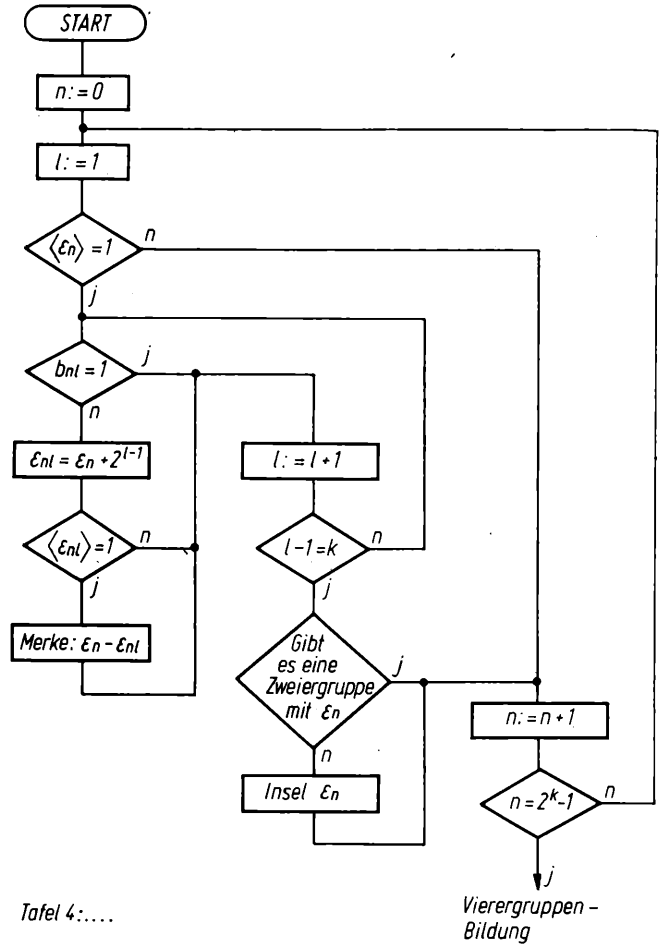


Bild 1. Beispiele für mögliche Blockbildungen im K-Plan für 5 Variable

Tafel 4. Programmablaufplan für die Insel- und Zweiergruppenbildung aus dem K-Plan



$[K_2]$ um x_3, also wird zu allen Feldern des $[K_2]$ der Wert + 4 hinzuaddiert. Die Struktur von $[K_2]$ bleibt voll erhalten und wird auch für den Teil-K-Plan $[K_2 + 4]$ übernommen.

Nach dieser Vorschrift können die K-Pläne im Prinzip für eine beliebige Variablenzahl k so erstellt werden, daß jedes Feld immer den gleichen fest zugeordneten Platz in der Gesamtstruktur hat.

Zur Auswertung der K-Pläne, d.h. letztlich zur Minimierung der Schaltfunktion, spiegelt man die entsprechend belegten Felder um die Achsen für alle beteiligten Variablen x_l und erhält so die redundanzgeminderten Terme für die Schaltfunktion.

Nach Spiegelung eines Feldes um eine Achse entsteht ein Zweierblock. Aus den beteiligten Termen wird damit eine Variable eliminiert.

Nach Spiegelung eines Feldes um eine und dieser zwei Felder um eine zweite Achse entsteht ein Viererblock, und damit erfolgt die Eliminierung zweier Variabler usw.

Der Zusammenhang zwischen Blockgröße B und der Anzahl der eliminierten Variablen l ist durch die einfache Gleichung

$$B = 2^l \text{ mit } l = 1, 2, \ldots k \tag{3}$$

darstellbar. Der kleinste Block enthält also $2^1 = 2$ Felder, der theoretisch größte Block umfaßt 2^k Felder. Letzteres würde bedeuten, daß die Schaltfunktion identisch 1 ist.

Dieses Spiegeln und damit Zusammenfassen der entsprechend belegten Felder soll am Beispiel des K-Planes für fünf Variable im Bild 1 detaillierter dargestellt werden.

Zunächst ist in der Mitte des Bildes 1 die Anordnung der beiden Teil-K-Pläne $[K_4]$ und $[K_4 + 16]$ mit ihrer Spiegelung um x_5 gezeigt. Die Nachbarschaft, z.B. der Felder 0 und 16 oder 1 und 17 usw., ist anschaulich zu erkennen. Sie unterscheiden sich jeweils nur um diese Variable x_5, also dezimal um den Wert 16 und können bei entsprechender Belegung zu Zweierblöcken zusammengefaßt bzw. Bestandteil größerer Blöcke werden.

Neben dieser Darstellung sind Beispiele für mögliche Blockbildungen gezeigt. Mögliche Viererblöcke entstehen durch Spiegelung z.B. des Feldes $\varepsilon = 0$ um x_2 und x_1. Dabei erhält man den Block 0-2-1-3 usw. Die Darstellung der vier Teil-K-Pläne $[K_3]$, $[K_3 + 8]$, $[K_3 + 24]$, $[K_3 + 16]$ im unteren Teil des Bildes zeigt die Möglichkeiten der Blockbildung detaillierter.

Grundlage für die rechnerunterstützte Auswertung der K-Pläne ist ein in Tafel 4 dargestellter Programmablaufplan (PAP) z.B. für die Insel- und Zweiergruppenbildung.

Beginnend mit $n = 0$ werden alle Felder des K-Planes in dezimaler Reihenfolge abgearbeitet, d.h. $n = 0, 1, 2 \ldots (2^k - 1)$. Ist $l = 1$, so ist das entsprechende Feld ε_n um x_1 (+1) zu spiegeln, bei $l = 2$ um x_2 (+2), bei $l = 3$ um x_3 (+4) usw. b_{nl} sind die Koeffizienten der binär dargestellten Dezimalzahl n, also

$$n = \sum_{l=1}^{k} b_{nl} \cdot 2^{l-1}. \tag{4}$$

Mit dem Programmschritt „$b_{nl} = 1$?" ist die Vorschrift für die erforderlichen Spiegelungen gegeben.

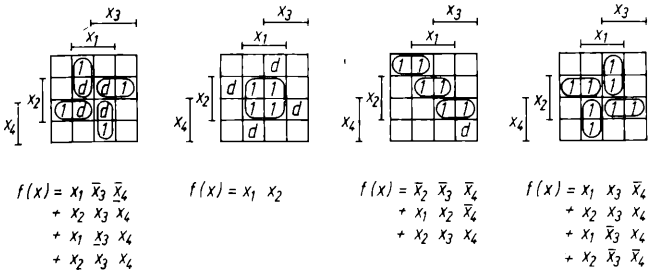
Sind die Inseln und Zweiergruppen gebildet, wird daran anschließend der PAP für die Vierergruppenbildung abgearbeitet usw.

Das gesamte Minimierungsprogramm KANMIN ist in Fortran IV auf dem Rechner Elektronika 100/25 (Entwurfsplatz Kulon) installiert. Seine Nutzung erfolgt sowohl in der Ausbildung der Studenten im Fach „Digitale Schaltungstechnik" als auch im Entwurf von Logikschaltungen z.Z. mit maximal 10 Eingangsvariablen x_l. Die Auswertung des K-Planes kann wahlweise nach minimaler DNF oder KNF erfolgen.

Don't cares (d) werden in die Minimierung einbezogen. Die Eingabe der zu minimierenden Schaltfunktion, die Ausgabe von Zwischenergebnissen sowie der minimierten Schaltfunktion erfolgt im Dialogbetrieb über ein α-numerisches Display.

Auf Wunsch kann die Ausgabe der Ergebnisse als Druck erfolgen. Der Speicherplatzbedarf beträgt für 6 Eingangsvariable etwa 30 kByte, für 10 Eingangsvariable etwa 90 kByte. Die Programmlaufzeit liegt z.B. für 6 Eingangsvariable mit Ausdruck der Ergebnisse im Mittel bei 6 s.

Tafel 5. Beispiele für die Arbeitsweise des KANMIN



$f(x) = x_1 \bar{x}_3 \bar{x}_4 + x_2 x_3 x_4 + x_1 x_3 x_4 + x_2 x_3 x_4$

$f(x) = x_1 x_2$

$f(x) = \bar{x}_2 \bar{x}_3 \bar{x}_4 + x_1 x_2 \bar{x}_4 + x_2 x_3 x_4$

$f(x) = x_1 x_3 \bar{x}_4 + x_2 x_3 x_4 + x_1 \bar{x}_3 x_4 + x_2 \bar{x}_3 \bar{x}_4$

Die Beschränkung auf 10 Eingangsvariable liegt nicht im Programmlogarithmus begründet, sondern in der zur Verfügung stehenden Speicherplatzkapazität.
Für 4 Eingangsvariable sind in Tafel 5 zur Demonstration der Arbeitsweise des KANMIN vier K-Plan-Belegungen und die ermittelten minimalen DNF gezeigt.

Eingegangen am 31. Dezember 1981 NaA 8824

Literatur

[1] *Böhringer, M.:* Theorie und Technik von Schaltnetzwerken. Berlin: VEB Verlag Technik 1969
[2] *Metz, J.; Merbeth, G.:* Schaltalgebra – Grundlage digitaler Schaltungen. Leipzig: VEB Fachbuchverlag 1972
[3] *Nast, H.:* Reihe Digitale Informationsverarbeitung, Folge 63 bis 68. Radio-Fernsehen-Elektronik 21 (1972) und 22 (1973); 63: 21 (1972) 21, S. 693 bis 694; 64: 21 (1972) 23, S. 759–760; 65: 21 (1972) 24, S. 793–794; 66: 22 (1973) 2, S. 49–50; 67: 22 (1973) 3, S. 81–82; 68: 22 (1973) 4, S. 117–118
[4] *Stürz, H.; Cimander, W.:* Logischer Entwurf digitaler Schaltungen. Berlin: VEB Verlag Technik 1976
[5] *Leonhardt, E.:* Grundlagen der Digitaltechnik, Berlin: VEB Verlag Technik 1976
[6] *Haferstroh, U.:* Digitale Schaltwerke – Analyse und Synthese. Grafenau/Würtemberg: Lexika-Verlag 1977
[7] *Lee, S. C.:* Modern Switching Theory and Digital Design. New Jersey: Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, 1980
[8] *Fletcher, W. I.:* An Engineering Approach to Digital Design. New Jersey: Prentice-Hall, Inc. Englewood Cliffs, 1980
[9] *Oberst, E.:* Entwurf von Kombinationsschaltungen. Reihe Automatisierungstechnik, Band 123. Berlin: VEB Verlag Technik, 1972
[10] *Kress, D.:* Theoretische Grundlagen der Übertragung digitaler Signale. Berlin: Akademie-Verlag 1979

Prof. Dr. sc. techn. *Gerd Scarbata*, Dipl.-Ing. *Fred Grunert* Technische Hochschule Ilmenau, Sektion Informationstechnik und Theoretische Elektrotechnik, 6300 Ilmenau, Postschließfach 327

Quantisierungsverzerrungen in PCM-Systemen. Teil 2

D. Lochmann, KDT, Berlin

Deskriptoren: Fernsprechnetz, digitales Nachrichtensystem, Verzerrungsgeräusch, Bewertung, Analyse (techn.) Verzerrungsgeräusch, AD-Wandler, Quantisierung, Codierung, Codeumsetzung, Verzerrung, Akkumulation, Klirrfaktor, Bewertungskriterium, Projektierungsgrundlagen

2. Nichtlineare Quantisierung des Sprachsignals

2.1. Stetige CCITT-A-Kennlinie

2.1.1. Bestimmung der Kompressorkennlinie

Die bei linearer Quantisierung mit kleinen Signalspannungswerten x auftretende starke Vergrößerung des Klirrfaktors k läßt sich durch eine nichtlineare Quantisierung wesentlich verringern.
Bei der Festlegung der Gesetzmäßigkeit einer nichtlinearen Quantisierungs-Kennlinie macht man sich die Eigenschaft des menschlichen Ohres zunutze, das Signal-Geräusch-Verhältnis als relatives Verhältnis zu empfinden. Der Geräuschabstand soll daher möglichst über den ganzen Dynamikbereich konstant sein.
Nach Gl. (3) aus Teil 1 hängt die QD-Leistung P_Q von der Größe des Quantisierungsintervalls Δs quadratisch ab. Daher kann der Grundgedanke der nichtlinearen Quantisierung nur sein, bei kleinen Signalspannungen, die ja gemäß Bild 4 in Teil 1 mit größerer Wahrscheinlichkeit auftreten, die Größe des Quantisierungsintervalls Δs zu verkleinern. Damit wird P_Q in diesem Bereich quadratisch kleiner, und das Verhältnis P_y/P_Q bleibt konstant.
Wenn diese Maßnahme der Verkleinerung von Δs unter Beibehaltung des 8-bit-PCM-Codeworts vorgenommen wird, d.h. unter Beibehaltung von $q = 256$ Intervallen, dann muß man bei gleichem Signalbereich $-S$ bis $+S$ die Intervalle bei großen Signalmomentanwerten x gegenüber linearer Quantisierung vergrößern.
Unter diesen Voraussetzungen ist somit eine Quantisierungskennlinie erwünscht, die einen Verlauf

$$\Delta s\,(x) = c\,x \tag{1}$$

hat, d.h., die Größe des Quantisierungsintervalls Δs soll möglichst proportional dem (normierten) Signalwert x sein. Damit verkleinert sich P_Q gemäß Gl. (3) aus Teil 1 quadratisch mit x, und man erhält für den Störabstand mit den Gln. (6) und (9) aus Teil 1

$$r = 10 \log \frac{P_x - P_Q}{P_Q} \approx 10 \log \frac{P_x}{P_Q} = \text{const.} \tag{2}$$

Die Realisierung eines konstanten Störabstands durch Verändern des Quantisierungsintervalls $\Delta s\,(x)$ und damit der QD-Leistung P_Q mit x ist physikalisch gleichbedeutend mit einer Verstärkung des Sendesignals s_x vor der Quantisierung in Abhängigkeit von der Größe von s_x bei Beibehaltung konstanter Größe der Quantisierungsintervalle Δs. In diesem Fall muß für den Verstärkungsfaktor v gelten:

$$v = \frac{c}{x}, \quad x \neq 0, \tag{3}$$

d.h., kleine Signale sind mehr zu verstärken als große.
Eine Einrichtung mit einer Kennlinie, die bei kleinen Signalspannungswerten den Störeinfluß vermindert und bei großen Signalspannungswerten dafür eine Erhöhung des Störeinflusses zuläßt, ist als Kompressor seit langem in der analogen Nachrichtentechnik bekannt [1].

Die Anwendung des Kompressors beruht auf 2 Tatsachen:

1. Jede analoge Nachrichtenübertragung wird hinsichtlich des Störabstands um so schlechter, je kleiner die Signalpegel sind.

2. Der Signalpegel in einem Nachrichtenkanal ist nach oben infolge der Linearitäts- und Stabilitätsforderung (Pfeifsicherheit, nichtlineare Verzerrungen) begrenzt.

Die erste Tatsache läßt sich dadurch abschwächen, daß man das Signal vor Eintritt der Störungen in den Kanal verstärkt. Da diese Verstärkung aber aus Gründen der zweiten Tatsache nicht für große Signalpegel gelten darf, damit keine Übersteuerung eintritt, ergibt sich zwangsläufig, daß der Kompressor eine nichtlineare Kennlinie haben muß!
Bild 1 zeigt eine solche Kennlinie. Wenn für eine Nachrichtenübertragung ein Kompressor beim Sender angewendet wird, dann ist es für einen verzerrungsfreien Nachrichtenempfang erforderlich, beim Empfänger durch eine inverse Kennlinie (d.h., x und y im Bild 1 sind vertauscht) eine Expansion vorzunehmen. Da immer Kompressor und Expander gemeinsam angewendet werden müssen, spricht man auch von Kompander. Diese Bezeichnung ist insbesondere in der PCM-Technik gebräuchlich,

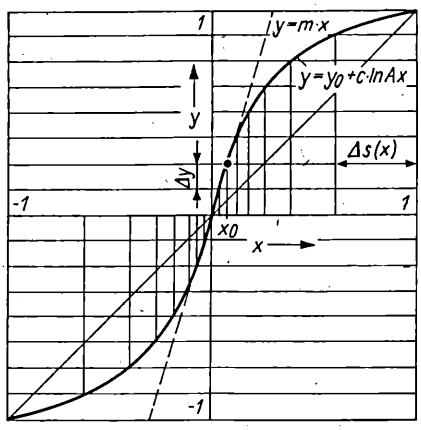


Bild 1
Kompressorkennlinie und nichtlineare Intervalleinteilung

wie überhaupt bei der nichtlinearen Quantisierung diese Terminologie von der analogen Technik übernommen wurde.

Man erkennt aus Bild 1, daß kleine Eingangsspannungen x des Kompressors gemäß der nichtlinearen Kennlinie verstärkt werden, denn bei kleinen x-Werten gilt $y = K\,x$, wobei $K > 1$ ist; y ist die normierte Ausgangsspannung des Kompressors.

Da die Verstärkung eine Funktion der Steigung der Kennlinie ist, erkennt man aus Bild 1 auch, daß die Verstärkung mit Vergrößerung von x abnimmt.

Die Kompressionskennlinie ist

$$y = f(x) \qquad \begin{matrix} -1 \leqq y \leqq +1 \\ -1 \leqq x \leqq +1. \end{matrix}$$

Diese Kennlinie soll nun die Eigenschaft haben, daß ihre Steigung $\mathrm{d}y/\mathrm{d}x$ für kleine x groß und für große x klein ist. Das heißt aber, die Steigung der Kompressor-Kennlinie soll umgekehrt proportional zu x sein:

$$\frac{\mathrm{d}y}{\mathrm{d}x} = \frac{c}{x}; \quad x \neq 0. \tag{4}$$

Diese Differentialgleichung läßt sich einfach integrieren. Man erhält

$$y = y_0 + c \cdot \ln x. \tag{5}$$

y_0 und c sind Konstanten.

Das Ergebnis besagt, daß die gesuchte Kompressor-Kennlinie einen logarithmischen Verlauf haben muß.

Berechnet man damit das Verhältnis von Signalleistung zu Störleistung P_x/P_Q, so ergibt sich mit $P_x = x^2$ und mit P_Q gemäß Bild 1 und Gl. (5) (am Einheitswiderstand)

$$P_Q = \frac{1}{12}[\Delta s\,(x)]^2; \quad \frac{\mathrm{d}y}{\mathrm{d}x} = \frac{\Delta y}{\Delta s\,(x)} = \frac{c}{x}; \quad \Delta s\,(x) = c_1 x$$

$$P_Q = c_2 x^2$$

$$\frac{P_x}{P_Q} = \frac{x^2}{c_2 x^2} = \text{const.}$$

Damit wird die geforderte Bedingung erfüllt, daß das Verhältnis der Signalleistung zur Quantisierungs-Verzerrungsleistung konstant sein soll.

Die Funktion $y = y_0 + c \ln x$ geht nicht durch den Nullpunkt. Das heißt, man kann damit nicht bis zu beliebig kleinen Werten der Signalamplitude x einen konstanten Signal-Geräusch-Abstand erreichen.

Es existiert also ein $x = x_0$, bei dem die untere Grenze eines konstanten Störabstands erreicht wird. Für die in der Praxis ebenfalls auftretenden Werte $0 \leqq |x| \leqq x_0$ ist es notwendig, eine andere Kennlinie festzulegen.

Man wählt eine Gerade $y = m\,x$. Da die Logarithmusfunktion bei x_0 an die Gerade tangieren soll, muß diese Funktion gewählt werden:

$$y = y_0 + c \ln A\,x. \tag{6}$$

A ist eine positive Konstante. Je größer A ist, um so weiter nach links, d. h. um so näher an $x \to 0$ heran, wird der Schnittpunkt der Funktion $\ln A\,x$ mit der x-Achse verschoben.

Damit wird die Kompressorkennlinie aus 2 Funktionen zusammengesetzt, wie Bild 1 zeigt.

Für die Bestimmung der Konstanten m, y_0, c kann man unter der Annahme, daß A vorgegeben ist, folgende 3 Gleichungen schreiben:

$$y = y_0 + c \ln A\,x$$

$$y = m\,x$$

$$y' = \frac{c}{x}.$$

Mit den aus Bild 1 ersichtlichen Randbedingungen ergeben sich die bekannten Gleichungen für die CCITT-A-Kennlinie, die in der Empfehlung G 711 enthalten ist:

$$y = \frac{1 + \ln A\,x}{1 + \ln A} \quad \text{für} \quad \frac{1}{A} \leqq x \leqq 1, \tag{7 a}$$

$$y = \frac{A\,x}{1 + \ln A} \quad \text{für} \quad -\frac{1}{A} \leqq x \leqq +\frac{1}{A}, \tag{7 b}$$

$$y = \frac{1 + \ln A\,|x|}{1 + \ln A} \quad \text{für} \quad -1 \leqq x \leqq -\frac{1}{A}. \tag{7 c}$$

Nach CCITT ist festgelegt:

$$A = 87{,}56.$$

Für die Geradengleichung kann man aus Gl. (7 b) errechnen:

$$y = \frac{A\,x}{1 + \ln A} = 16\,x. \tag{8}$$

Das heißt, die Kompressionskennlinie hebt gegenüber der linearen Quantisierung mit $m = 1$ kleine Eingangssignale im Bereich $|x| \leqq 1/A = x_0$ um den Faktor 16 an. Diesen Faktor nennt man den Kompressionsfaktor R_K:

$$R_K = \frac{A}{1 + \ln A} = 16.$$

Die A-Kompandierungs-Kennlinie ist insbesondere in Europa gebräuchlich.

Historisch bedingt wird in den USA und in Japan eine Kompandierungskennlinie angewendet, die einen anderen Verlauf hat und die als μ-Kennlinie bezeichnet wird.

Eine Logarithmusfunktion entsprechend Gl. (5) kann man auch in der folgenden allgemeinen Form berechnen:

$$y = c \ln (C_1 \cdot x + C_2). \tag{9}$$

Die Konstanten c, C_1 und C_2 lassen sich mit den Randbedingungen der A-Kennlinie bestimmen.

Damit ergibt sich die μ-Kennlinie zu

$$y = \frac{\ln (1 + \mu\,x)}{\ln (1 + \mu)}, \quad 0 \leqq |x| \leqq 1. \tag{10}$$

Das erste 1962 in den Bell Laboratories entwickelte PCM-24-System T1 arbeitete mit dieser logarithmischen Kennlinie mit dem Wert $\mu = 100$ sowie mit einem 7-bit-Code.

Die Kennlinie wurde durch Dioden realisiert, die in Thermostaten untergebracht waren, siehe [17] in Teil 1, und deren Temperatur auf $\pm$ 0,1 °C konstant gehalten wurde.

Aus Gl. (10) kann man den Kompressionsfaktor $\mathrm{d}y/\mathrm{d}x$ für $x = 0$ zu

$$R_K = 21{,}7, \text{ für } \mu = 100 \text{ errechnen.} \tag{11}$$

Die mit Gl. (7) dargestellte A-Kennlinie ist eine stetige Kennlinie, die sich technisch außerordentlich kompliziert realisieren läßt. Sie wird deshalb praktisch gemäß Empfehlung G 711 des CCITT durch eine nichtstetige Kennlinie mit 13 Geraden-Segmenten angenähert (die μ-Kennlinie mit 15 Segmenten), was ausführlich im Abschn. 2.2. behandelt wird.

Aus der stetigen A-Kennlinie lassen sich aber einige Zusammenhänge anschaulich ableiten, auf die zunächst eingegangen werden soll.

Zentralbibliothek
33 Braunschweig, Flughafen

2.1.2. Bestimmung der Quantisierungsverzerrungsleistung, des Störabstands und des Klirrfaktors

Die Berechnung der QD-Leistung sowie des Störabstands und des Klirrfaktors für verschiedene Signalformen und Verteilungen der Signalamplitude findet man in [15] des 1. Teils dieses Beitrags.

Der Berechnung wird die wichtige und praktisch vertretbare Voraussetzung zugrunde gelegt, daß q groß ist ($q = 256$) und daß damit die Wahrscheinlichkeitsdichteverteilung der Signalamplituden innerhalb eines Intervalls konstant ist.

Dann hängt die in einem Intervall erzeugte QD-Leistung P_Q nur noch von der Intervallgröße Δs ab. Gleich große Intervalle erzeugen stets den gleichen Wert von P_Q.

Der Bereich $0 \leqq y \leqq 1$ und $0 \leqq x \leqq 1$ wird nun gemäß Bild 1 in q Intervalle eingeteilt. Die Intervallgröße auf der y-Achse ist gleich, die auf der x-Achse ist eine Funktion von x, d.h., gemäß Gl. (1) gilt

$$\Delta s = \Delta s\,(x).$$

Damit wird nach Gl. (3) im 1. Teil

$$P_Q = \frac{1}{12}\,[\Delta s\,(x)]^2 \tag{12}$$

und gemäß Bild 1

$$\Delta s\,(x) = \frac{2}{q \cdot y'\,(x)}. \tag{13}$$

P_Q wird also abhängig von x:

$$P_Q\,(x) = \frac{1}{3\,q^2\,[y'\,(x)]^2}. \tag{14}$$

$P_Q\,(x)$ stellt die QD-Leistung dar, die auftritt, wenn der Signalabtastwert x auftritt. $P_Q\,(x)$ ist somit ein Momentanwert der QD-Leistung in Abhängigkeit von x.

Betrachtung von $P_Q\,(x)$ im linearen Bereich

Wie Bild 1 zeigt, verläuft $y = f\,(x)$ bei kleinen Signalen linear. Das gilt insbesondere auch bei der CCITT-A-Kennlinie. In diesem Bereich wird mit Gl. (8)

$$y'\,(x) = \frac{\mathrm{d}y}{\mathrm{d}x} = K = R_K.$$

Damit erhält man aus Gl. (14)

$$P_Q = \frac{1}{3\,q^2 \cdot K^2} = \frac{1}{12}\,[\Delta s_\mathrm{I}]^2 \tag{15}$$

(Δs_I Intervallgröße im linearen Bereich der A-Kennlinie).

P_Q ist unabhängig von x und von $w\,(x)$ und konstant, denn unter den getroffenen Annahmen liegt hier eine lineare Quantisierung vor.

Der Quantisierungsgeräusch-Signal-Abstand wird (bezogen auf das Sendesignal x) am Einheitswiderstand

$$\frac{P_x}{P_Q} = \frac{x^2}{P_Q} = 3 \cdot q^2 \cdot K^2 \cdot x^2. \tag{16}$$

P_x hängt von der Signalform und von der Amplitudenverteilung ab.

Für den Störabstand gilt nach Gl. (9) im 1. Teil, wenn man den Logarithmus von $K = R_K$ herauszieht,

$$r = 20\,[\log \sqrt{3}\,q \cdot x + \log K]. \tag{17}$$

Aus Gl. (17) wird unmittelbar die Störabstandsverbesserung infolge des Kompressionsfaktors K ersichtlich. Bei $K = 16$ beträgt diese Störabstandsverbesserung 24 dB. Sie wird als Kompandergewinn r_K bezeichnet:

$$r_K = 20 \log 16 = 24\ \mathrm{dB}. \tag{18}$$

Betrachtung von $P_Q\,(x)$ im logarithmischen Bereich

Der logarithmische Teil der A-Kennlinie ist durch die Gln. (7a) und (7c) gegeben. Man errechnet:

$$y' = \frac{1}{1 + \ln A} \cdot \frac{A}{A \cdot x} = \frac{K}{A \cdot x}. \tag{19}$$

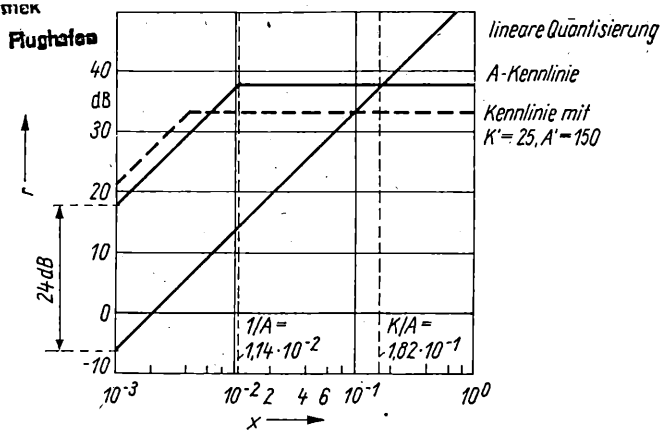


Bild 2. Störabstand r in Abhängigkeit von x bei der CCITT-A-Kennlinie

Damit wird $P_Q\,(x)$ nach Gl. (14):

$$P_Q\,(x) = \frac{A^2 x^2}{3\,q^2 \cdot K^2}. \tag{20}$$

Die QD-Leistung steigt linear mit dem Momentanwert der Signal-Sende-Leistung $P_x = x^2$ an. Daraus ergibt sich der Störabstand, bezogen auf die Sendeleistung nach Gl. (9) im 1. Teil:

$$r = 20 \log \frac{3 \cdot q \cdot K}{A} = \text{const}. \tag{21}$$

Mit diesen Ergebnissen für r im linearen Bereich und im logarithmischen Bereich der Kennlinie erhält man den Verlauf des Störabstands als Funktion der Signalwerte x nach Bild 2 (im Vergleich mit linearer Quantisierung). Im Unterschied zur linearen Quantisierung ist der Störabstand r nach der A-Kennlinie im linearen Bereich $0 \leqq |x| \leqq 1/A$ um 24 dB größer. Er bleibt im Bereich $1/A \leqq |x| \leqq 1$ konstant bei 38 dB und ist für große Amplituden $|x| \geqq 1{,}82 \cdot 10^{-1}$ kleiner als bei linearer Quantisierung.

Man erkennt aus Gl. (16) und aus Bild 2, daß man den Kompandergewinn mit der Vergrößerung von K noch weiter vergrößern kann. Diese Vergrößerung hat aber den Nachteil, daß damit der Störabstand im logarithmischen Teil der Kennlinie sinkt.

Berechnung des Klirrfaktors

Mit Gl. (14) aus Teil 1 und Gl. (21) kann man den Klirrfaktor für die A-Kennlinie errechnen. Bild 3 zeigt das Ergebnis im Vergleich zur linearen Quantisierung. Man erkennt die wesentliche Verbesserung, denn k bleibt bei der A-Kennlinie im Dynamikbereich von $x = 1$ bis $x < 10^{-2}$ unterhalb von 2%. Mit einer solchen Kennlinie würde somit eine ausgezeichnete Sprachqualität über den weitaus größten Teil des Dynamikbereichs erreicht.

2.1.3. Berücksichtigung der Verteilung $w\,(x)$ bei nichtlinearer Quantisierung

Der Verlauf des Störabstands r und damit des Klirrfaktors k bei nichtlinearer Quantisierung unter Berücksichtigung der Am-

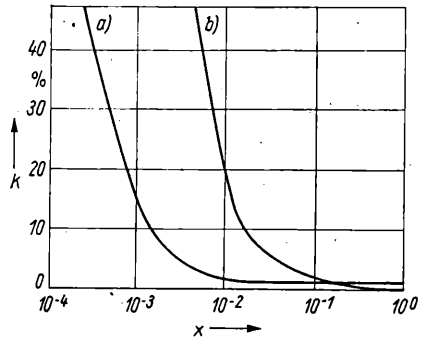


Bild 3
Klirrfaktor k bei nichtlinearer Quantisierung (a) im Vergleich zu k bei linearer Quantisierung (b)

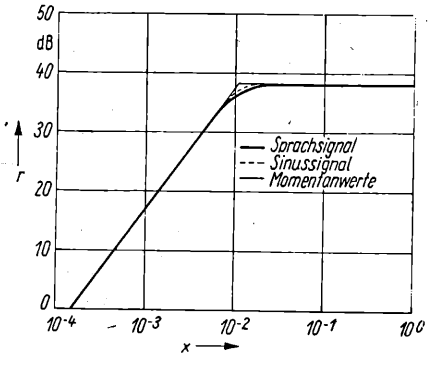


Bild 4
Störabstand r für Sprachsignal, Sinussignal und Signalmomentanwerte bei der CCITT-A-Kennlinie unter Berücksichtigung der Amplitudenverteilung $w(x)$

plitudenverteilung des Sprachsignals kann mit nachfolgenden Überlegungen leicht berechnet werden. Dabei wird wieder (wie im Abschn. 1.4.) angenommen, daß innerhalb eines Intervalls die Wahrscheinlichkeitsdichteverteilung konstant ist.

Überlegung zum Zusammenhang $w(x)$ mit x_{eff}

Die im Bild 4 in Teil 1 dargestellte Exponentialverteilung des Sprachsignals gilt für eine ganz bestimmte Sprechlautstärke, wobei sich dabei der Effektivwert der Sendespannung $x_{\text{eff}} = \sigma$ ergibt. Ein Leisesprecher würde einen kleineren Effektivwert erzeugen, aber die Form der Verteilung seiner Sprachamplituden ist die gleiche.
Unabhängig davon, ob laut oder leise gesprochen wird, läßt sich deshalb der Effektivwert des Sprachsignals immer durch Integration über die gesamte Verteilung bestimmen, d.h. von $-\infty$ bis $+\infty$. Dieser Bereich der Verteilung ist zu unterscheiden vom Dynamikbereich des Signals $-S \cdots +S$, der durch die Begrenzung für die Quantisierung festliegt. Für eine verzerrungsfreie Übertragung muß jedoch immer gelten, daß alle möglichen Werte von x_{eff} im Bereich $0 \leqq x_{\text{eff}} \leqq S$ liegen.

Betrachtung des linearen Bereichs

Im linearen Bereich der Kennlinie $0 \leqq x \leqq x_0$ nach Bild 1 und nach Gl. (7b) gilt für P_Q Gl. (15), und man erhält mit $\overline{P_Q}$ als statistischem Mittelwert der QD-Leistung

$$\frac{P_x}{\overline{P_Q}} = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} x^2 \cdot w(x)\,\mathrm{d}x}{\frac{1}{3q^2K^2}\int_{-\infty}^{+\infty} w(x)\,\mathrm{d}x} = 3q^2K^2 x_{\text{eff}}^2. \tag{22}$$

Diese Gleichung entspricht der Gl. (16) für Signalmomentanwerte mit dem Unterschied, daß jetzt x_{eff} an Stelle des Momentanwerts x tritt. Der Störabstand r nach Gl. (9) im Teil 1 wird damit

$$r = 20 \log \sqrt{3}\, q\, K\, x_{\text{eff}}, \tag{23}$$

d.h., er verläuft wie nach Gl. (17) für $x = x_{\text{eff}}$.

Betrachtung des logarithmischen Bereichs

Hier gilt für P_Q Gl. (20), und man erhält

$$\frac{P_x}{\overline{P_Q}} = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} x^2 \cdot w(x)\,\mathrm{d}x}{\frac{A^2}{3q^2K^2}\int_{-\infty}^{+\infty} x^2 w(x)\,\mathrm{d}x} = \frac{3q^2K^2}{A^2} = \text{const.} \tag{24}$$

Der Störabstand wird ebenfalls konstant und hat den Wert $r = 38{,}2$ dB, wie nach Gl. (21). Der Verlauf von r entspricht nach dieser Betrachtung vollkommen dem im Bild 2 für Signalmomentanwerte, wenn man $x = x_{\text{eff}}$ setzt!
Die exakte Berechnung des Störabstands r unter Berücksichtigung der Sinussignalverteilung und der Sprachsignalverteilung wurde von *Bleickardt*, siehe [15] im Teil 1, mit einem Computer durchgeführt. Die Ergebnisse sind im Bild 4 dargestellt.
Das bestätigt das überraschende Ergebnis, daß r in allen Fällen für $x > 10^{-2}$ konstant 38 dB ist, das heißt, genau denselben Wert annimmt, wie bei Signalmomentanwerten im Bild 2 bzw. in Gl. (21) ohne Berücksichtigung der Verteilung.
Eine geringfügige Abweichung ergibt sich nur an der Stelle, an der der lineare Bereich in den logarithmischen Bereich der Kennlinie übergeht. In diesem Bereich wurde für $x_{\text{eff}} = 1/A$ aus den Gleichungen in [15] (Teil 1) errechnet:

$r = 38$ dB für die Signalmomentanwerte,
$r = 37$ dB für das Sinussignal,
$r = 36$ dB für das Sprachsignal.

Der Verlauf $r = f(x)$ im Bild 4 ergibt sich aus folgender Überlegung: Nach Voraussetzung zur Ableitung der logarithmischen Kompressorkennlinie ist das Verhältnis P_x/P_Q konstant. Dieses konstante Verhältnis eines bestimmten Signalmomentanwertes x zu einer Intervallbreite Δs ist völlig unabhängig von der Verteilung $w(x)$, d.h. unabhängig davon, wie oft ein bestimmter Wert x auftritt.
Diese Feststellung trifft jedoch nur für das Verhältnis von P_x zu P_Q zu. P_x und P_Q selbst sind natürlich von der Verteilung abhängig. Da aber für beide Größen exakt in jedem Punkt der Kennlinie $y = f(x)$ der gleiche Wert $w(x)$ gilt, kompensiert sich der Einfluß der Verteilung bei der Bestimmung des Quotienten.
Der Störabstand r als Funktion der Aussteuerung x kann somit bei einer stetigen Kompressorkennlinie im logarithmischen Teil der Kennlinie als konstant und unabhängig von der Verteilung der Signalamplituden angenommen werden.

2.2. CCITT-13-Segment-Kennlinie

Da sich eine stetige logarithmische Kennlinie gemäß Bild 1 sehr schwer technisch stabil realisieren läßt, wird in der praktischen Anwendung mit der 13-Segment-Kennlinie gearbeitet, die in der Empfehlung G711 des CCITT enthalten ist.

2.2.1. Segmentbeschreibung und Codiervorschrift

Die A-Kennlinie hat im Bereich $|x| \geqq 1/A$ die Eigenschaft, daß sich mit Verdopplung der Werte auf der x-Achse die Steigung der Kennlinie halbiert:

$$\frac{y'(x)}{y'(2x)} = \frac{1}{2} \quad 1/A \leq |x| \leqq 1. \tag{25}$$

Diese Eigenschaft legt im Hinblick auf eine technische Realisierung ebenfalls den Gedanken nahe, die A-Kennlinie durch Geradenstücke zu approximieren.
Voraussetzungsgemäß war die A-Kennlinie im Bereich $0 \leqq |x| \leqq 1/A$ bereits als Gerade realisiert mit der Steigung $K = 16$. Die mögliche Anzahl der Geradenstücken ist durch die Codewortlänge von 8 bit begrenzt, aus der sich eine Gesamtanzahl von $q = 256$ Intervallen ergibt.
CCITT hat 13 Geradenstücken für den Aussteuerbereich $-S$ bis $+S$, d.h. $-1 \leqq x \leqq +1$, festgelegt. Daraus ergeben sich z.B. für den positiven Bereich von x gemäß Bild 5 die durch den Nullpunkt gehende Gerade bis $x = 1/64$, als erstes Segment, das in 2 Teilsegmente eingeteilt ist, plus 6 weitere Segmente.
Die Steigung jedes Geradenstücks ist

$$m_n = 2^{5-n} \text{ mit } n = 1 \cdots 7. \tag{26}$$

Jede Polarität hat also 8 Segmente (aber nur 7 verschiedene Geradenstücken), die durch 3 bit eindeutig bestimmbar sind. Weiterhin ist 1 bit für die Kennzeichnung des Vorzeichens (Polarität) erforderlich, das sich am Anfang der AD-Wandlung leicht aus der Polarität des Ausgangssignals des Komparators im Bild 5 im Teil 1 bestimmen läßt.
Die restlichen 4 bit des 8-bit-Codeworts müssen zur Bestimmung der Intervalle innerhalb der Segmente herangezogen werden. Mit 4 bit lassen sich 16 Intervalle eindeutig kennzeichnen. Deshalb ist festgelegt, daß jedes Segment in 16 Intervalle eingeteilt wird. Damit ergibt sich die erforderliche Gesamtzahl der Intervalle zu $256 = 2 \cdot 8 \cdot 16$.
Die Zusammensetzung des Codewortes lautet [3]:

erstes Bit
Vorzeichenbit,
zweites bis viertes Bit
Kennzeichnung der 8 Segmente I_1, $I_2 \cdots$ VII,
fünftes bis achtes Bit
Kennzeichnung der 16 Intervalle je Segment.

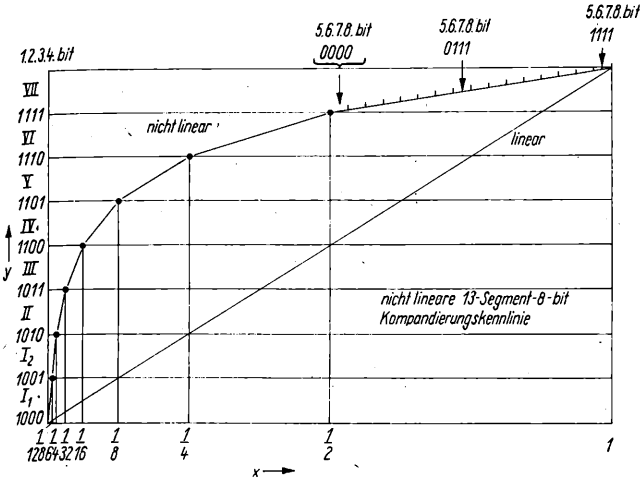


Bild 5. 13-Segment-Kompandierungskennlinie nach CCITT-Empfehlung G 711 für positive x

Im Segment I, in dem die kleinsten Signalwerte von $x = 0 \cdots 2^{-6}$ liegen, ergibt sich folgende Intervallgröße, wenn man beachtet, daß hier (bestehend aus den Teilsegmenten $I_1 + I_2$) insgesamt 32 Intervalle liegen:

$$\Delta s_I = 2^{-6} \cdot \frac{1}{32} = -\frac{1}{2048} \tag{28}$$

des Signalmaximalwertes S.

Bezogen auf den ganzen Aussteuerbereich $-S$ bis $+S$ ist Δs_I somit 1/4096 des Aussteuerbereichs. Bei einer linearen Quantisierung benötigte man für diese feine Stufung eine Codewortlänge von 12 bit.

2.2.2. Quantisierungsverzerrungen bei der 13-Segment-Kennlinie

Die 13-Segment-CCITT-Kennlinie ist eine nichtstetige Kennlinie. Deshalb gelten hier die im Abschn. 1. abgeleiteten Gleichungen nicht.

Die Kennlinie ist in ihrem positiven Teil in Bild 5 dargestellt. Segment I besteht aus 2 Teilen (I_1 und I_2) mit je 16 Intervallen. Die Intervalle in I_1 und I_2 betragen 1/2048 von $x = 1$.

Die Intervalle in den nachfolgenden Segmenten verdoppeln sich jeweils, d. h., im Segment VII sind sie 64/2048.

Berechnung von P_Q für Signalmomentanwerte

Für Signalmomentanwerte bleibt die Verteilung $w(x)$ unberücksichtigt. Gemäß Gl. (14) muß bei veränderter Intervallgröße angesetzt werden:

$$P_Q(x) = \frac{1}{3\,q^2\,[y'(x)]^2}.$$

Im Segment I ist

$$y'(x) = K,$$

$$P_{QI} = \frac{1}{3\,q^2 \cdot K^2}. \tag{29 a}$$

Im Segment II gilt

$$y'(x) = \frac{K}{2},$$

$$P_{QII} = \frac{2^2}{3\,q^2 \cdot K^2}. \tag{29 b}$$

Im n-ten Segment ($n = 1, 2 \cdots 7$) ist

$$y'(x) = \frac{K}{2^{n-1}},$$

$$P_{Qn}(x) = \frac{2^{2(n-1)}}{3\,q^2 \cdot K^2}. \tag{29}$$

Berechnung des Störabstands

Aus $P_{Qn}(x)$ nach Gl. (29) und $P_x = x^2$ (am Einheitswiderstand) wurde der Störabstand r auf die Sendeleistung bezogen berechnet und im Bild 6 dargestellt:

$$r = 10 \log \frac{P_x}{P_{Qn}(x)} = 10 \log \frac{x^2}{P_{Qn}(x)}. \tag{30}$$

Im linearen Bereich der Kennlinie ($x \leqq 1/64$) stimmt der Störabstand r bei der 13-Segment-Kennlinie mit dem in den Bildern 2 und 4 für die stetige A-Kennlinie dargestellten Verlauf überein. Das ist klar, denn beide zugrunde gelegten Kennlinien haben im linearen Bereich den gleichen Verlauf. Bei der 13-Segment-Kennlinie ergibt sich lediglich eine Verlängerung bis $x_{\text{eff}} = 1/64$. In den nachfolgenden Segmenten II bis VII tritt immer am Knickpunkt eine sprungförmige Verschlechterung des Störabstands von 41 dB auf 35 dB ein. An diesen Stellen werden die Intervalle sprungförmig jeweils um den Faktor 2 größer, so daß sich von einem Segment zum anderen die Quantisierungsverzerrungsleistung sprunghaft vervierfacht.

Berücksichtigung der Verteilung $w(x)$

Der Störabstand muß unter Berücksichtigung der Verteilung bei der nichtstetigen 13-Segment-Kennlinie für jedes Segment getrennt berechnet werden. Die Ergebnisse aus [15] im Teil 1 sind abgewandelt im Bild 7 dargestellt. Man erkennt: Bei Sinussignal entspricht der Verlauf etwa dem bei Signalmomentanwerten, jedoch mit nach unten abgerundeten Ecken. Beim Sprachsignal ist der Verlauf gleich dem bei der stetigen A-Kennlinie.

Sprachsignale haben gemäß Bild 4 im Teil 1 im Gegensatz zu Sinussignalen die Eigenschaft, daß große Signalamplituden nur noch mit geringer Wahrscheinlichkeit auftreten. Deshalb tragen große QD-Leistungen, etwa $P_{Q\,IV}$ bis $P_{Q\,VII}$, weniger zu $\overline{P_Q}$ bei. Aus dem Verlauf von r im Bild 7 kann man den Klirrfaktor bestimmen, der bei Sprachsignal den gleichen Verlauf hat wie im Bild 3 a.

Meßergebnisse des Störabstands bei einem Einkanalcodec

Bild 8 zeigt Meßergebnisse für r am Einkanalcodec MOSTEK 5156. Man erkennt, daß der Verlauf des Störabstands r recht gut mit den theoretischen Werten in Bild 7 übereinstimmt. Vergleichbare Ergebnisse liefert auch die Rechnersimulation [9].

Bemerkung zum Verlauf des Störabstands

In den aus Berechnungen stammenden Diagrammen für den Störabstand r bei der CCITT-13-Segment-Kennlinie, die in den Bildern 6 und 7 dargestellt sind, wurde die Annahme gemacht, daß die Verteilung der Signalamplituden innerhalb eines Intervalls als konstant angesehen werden kann.

Das trifft aber exakt nicht zu, wie ein Vergleich der gemessenen Kurven für r in [4] und im Bild 8 mit dem Diagramm im Bild 7 zeigt. Die gemessenen Kurven haben auch innerhalb der Segmente eine Welligkeit. Die Anzahl der Spitzen ist dabei gleich der Anzahl der Intervalle im Segment. Diese Welligkeit entsteht durch die sprungförmigen Übergänge der Quantisierungsabweichung s_Q beim Überschreiten der Grenze von einem Intervall zum anderen, wie es im Bild 2 in Teil 1 dargestellt ist.

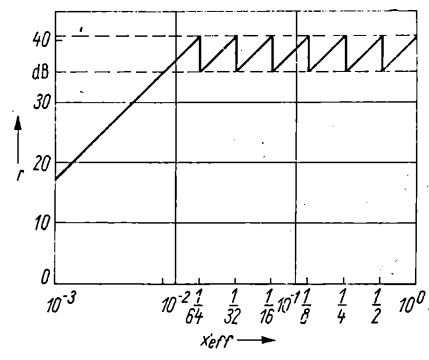


Bild 6
Störabstand r bei der CCITT-13-Segment-Kennlinie für Signalmomentanwerte x

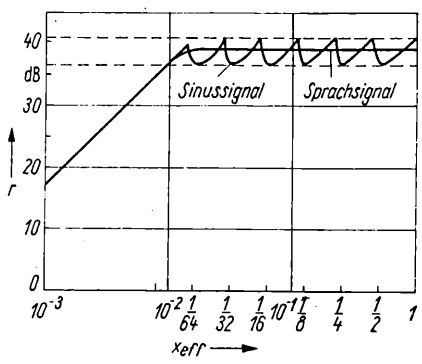


Bild 7
Störabstand r bei der CCITT-13-Segment-Kennlinie für Sprachsignal und Sinussignal

2.2.3. Quantisierungsverzerrungen bei linearer Quantisierung und Codeumrechnung

Dieses Verfahren wurde zuerst beim amerikanischen T2-System angewendet. Das geschah mit einer μ-Kennlinie nach Gl. (10) mit $\mu = 255$ [5] [6] [7] [8].

Der Grundgedanke besteht darin, eine 12-bit-lineare AD-Wandlung vorzunehmen und danach den 12-bit-Code in einen 8-bit-Code umzurechnen. Beim Empfänger wird zuerst wieder eine 8-bit-12-bit-Umrechnung vorgenommen und dann linearer DA-gewandelt. Die lineare AD- und DA-Wandlung wurde hinsichtlich der technischen Realisierung in Abschn. 5 (Teil 1) behandelt.

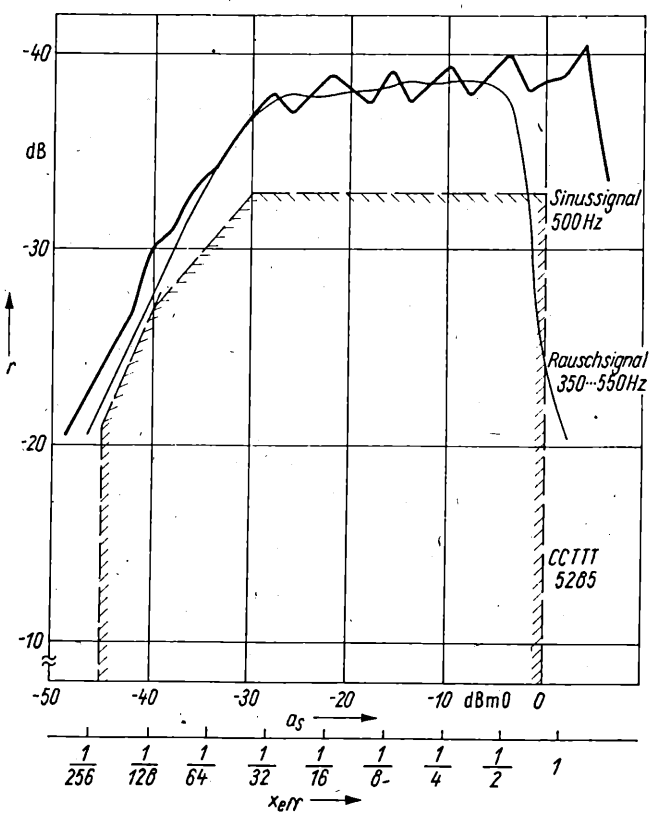
Bild 9 zeigt das Prinzipschaltbild für lineare Quantisierung und Codeumrechnung.

Die Quantisierungsverzerrungen bei der 12-bit-linearen Quantisierung sind mit Gl. (15) zu berechnen, wobei aber

$q = q_{12} = 10^{12} = 4096$ zu setzen ist.

r als Funktion von x_{eff} hätte den in den Bildern 6 und 7 gezeichneten linearen ansteigenden Verlauf ohne Knick. Die Gerade steigt linear an bis zu einem Wert von 77 dB bei $x_{\text{eff}} = 1$, wenn man eine Demodulation der an der linearen Kennlinie gewonnenen 12-bit-Codeworte beim Empfänger vornimmt.

Bild 8. Meßergebnisse für r beim Mostek-Codec



Bei linearer Quantisierung mit Codeumrechnung tritt jedoch die QD des 12-bit-Codeworts nur im Segment I auf, wie die nachfolgenden Betrachtungen zeigen. In allen anderen Segmenten erscheint nur die durch die Zusammenfassung der Codeworte entstehende größere QD. Das geschieht grundsätzlich nach der DA-Wandlung, obwohl sie durch die Quantisierung bzw. durch die Codeumrechnung auf der Sendeseite erzeugt wird.

Das Verfahren der Linearcodierung mit Codeumrechnung ist am Beispiel einer 4-bit-3-bit-Umrechnung im Bild 10 dargestellt.

Die lineare AD-Wandlung ergibt für jedes Intervall ein 4-bit-Codewort von 0000 bis 1111, das sind insgesamt 16 Codeworte.

Da man mit 3 bit bur 8 Codeworte darstellen kann, muß man mehrere 4-bit-Codeworte zu einem 3-bit-Codewort zusammenfassen. Die Zuordnung ist im Prinzip willkürlich.

Um bei kleinen Signalen (das sind in Bild 10 die 4-bit-Codeworte 0110 bis 1001) die geringere Verzerrung zu ermöglichen, wird hier jedem 4-bit-Codewort ein 3-bit-Codewort direkt zugeordnet.

Damit entsteht die Zuordnung

0110 zu 010	1000 zu 100
0111 zu 011	1001 zu 101.

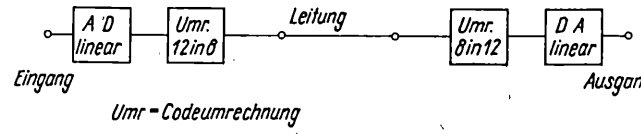


Bild 9. Prinzip der linearen Quantisierung mit Codeumrechnung

Damit sind 4 von 8 möglichen 3-bit-Codeworten verbraucht. Nun wird zu den letzten 4 3-bit-Codeworten zusammengefaßt.

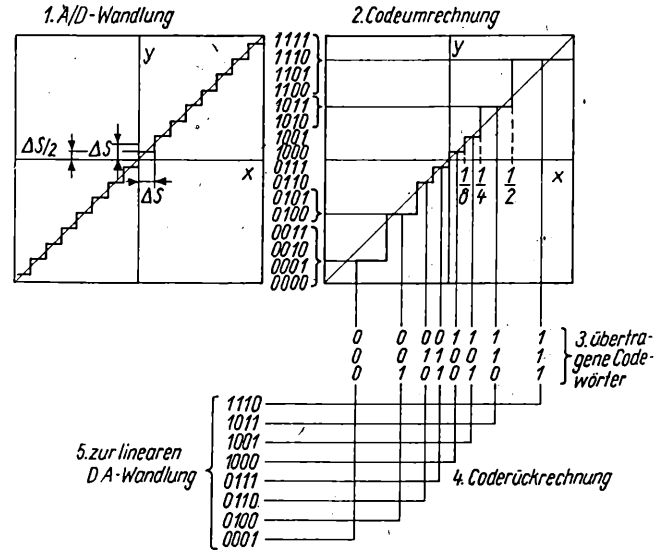
1010, 1011 } in 110 — 0100, 0101 } in 001

1100, 1101, 1110, 1111 } in 111 — 0000, 0001, 0010, 0011 } in 000.

Diese feste Codezuordnung kann fest verdrahtet werden. Deshalb eignen sich dazu besonders Festwertspeicher (ROMs).

Nach der Übertragung der 3-bit-Codeworte tritt nur die Besonderheit auf, daß der Empfänger nicht mehr feststellen kann,

Bild 10. Verfahren der Codeumrechnung am Beispiel einer 4-bit-3-bit-Umrechnung (ohne Halbstufenanhebung)



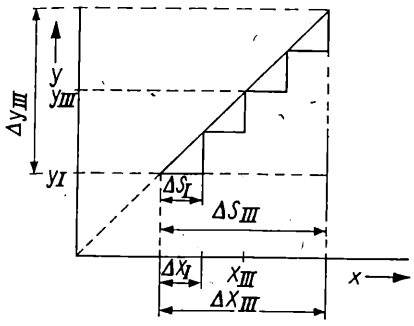


Bild 11
Intervallbildung bei der Coderückwandlung 12 bit in 8 bit

welches 4-bit-Codewort bei der linearen AD-Wandlung erzeugt wurde. Das trifft zu, wenn nicht eine eindeutige Zuordnung eines 4-bit-Codeworts in ein 3-bit-Codewort erfolgte, wie im vorliegenden Beispiel bei den vier ersten Codeworten für kleine Signale.

Bei der Rückcodierung des 3-bit-Codeworts in das 4-bit-Codewort hat man wieder den gesamten Bereich der linearen Kennlinie mit 16 Intervallen zur Verfügung, von dem sich aber jetzt nur eine begrenzte Anzahl Intervalle, nämlich genau 8 (2^3) statt 16 ansteuern läßt: Die Coderückrechnung erfolgt zwar auf ein 4-bit-Codewort, aber für einen zusammengefaßten Block von mehreren 4-bit-Codeworten steht immer nur ein aus dem den Block kennzeichnenden 3-bit-Codewort rückwandelbares 4-bit-Codewort zur Verfügung.

Es ist einleuchtend, daß man bei dieser Rückrechnung das 4-bit-Codewort wählt, das etwa in der Mitte des Blocks liegt. Diese ausgewählten Codeworte sind im Bild 10 „zur linearen DA-Wandlung" dargestellt.

Bei der 12-bit-8-bit-Codeumrechnung zur Realisierung der 13-Segment-Kennlinie mit Übertragung eines 8-bit-PCM-Codeworts ergibt sich die Zuordnung in Tafel 1 (nur positive Werte berücksichtigt), wobei nur drei Segmente angegeben sind.

Tafel 1. Raffung der Codeworte

Segment	Anzahl 12-bit-Codeworte	Anzahl 8-bit-Codeworte	Raffungsfaktor
I	32	32	1
II	32	16	2
VII	1024	16	64

Die Quantisierungsverzerrungen kann man wie folgt berechnen. Die in der Tafel 1 dargestellte Raffung der Codeworte ist gleichzusetzen mit einer Verbreitung der Decodierungsintervalle. Bild 11 zeigt einen Ausschnitt aus der linearen Kennlinie für 12 bit.

Im Segment I habe das Intervall die Größe Δs_I. Im Segment III sind 4 Segmente Δs_{III} zusammengefaßt. Zu einem solchen Segment gehören ein Signalspannungsbereich Δx_{III} und ein zugehöriger Codewortbereich Δy_{III}.

Zu einer theoretisch unendlichen Menge von x-Werten im Intervall Δx_I gehört ein einziger y-Wert y_I. Zur unendlichen Menge von x-Werten im zusammengefaßten Intervall Δx_{III} gehört ebenfalls ein einziger y-Wert y_{III}.

Es ist nun aus dem Codewortbereich Δy_{III} von vier Codeworten das Codewort auszuzählen, das bei der Decodierung einen x-Wert erzeugt, der im Mittel die kleinste Quantisierungsverzerrung hervorruft. Das ist der Wert x_{III}, denn er liegt genau in der Mitte von Δx_{III}.

Wird dieser Wert bei der Decodierung von y_{III} immer eingestellt, dann wirkt Δx_{III} wie ein Intervall der Quantisierungs-Kennlinie. Denn es ist ja gerade das Wesentliche eines Quantisierungsintervalls, daß dafür nur ein Codewort und bei der Decodierung nur ein Wert gebildet wird.

Für alle möglichen gesendeten x-Werte, die im Intervall Δx_{III} liegen, ergibt sich damit die Quantisierungsabweichung

$$s_{Q\,III} = \Delta s_{III}/2 = 2\,\Delta s_I. \tag{31}$$

Für die QD-Leistung gilt in jedem der n Segmente

$$P_{Qn} = \frac{1}{12}(\Delta s_n)^2, \quad n = 1, 2 \ldots 7.$$

Für Δs_n ergibt sich mit dem Raffungsfaktor $R = 2^n$ in Tafel 1

$$\Delta s_n = 2^{n-1} \cdot \Delta s_I. \tag{32}$$

Damit wird mit den normierten Werten $q_{12} \cdot \Delta s_I = 2$,

$$q_{12} = 4096 = 16 \cdot q^8 = K \cdot q_8,$$

$$P_{Qn} = \frac{2^{2(n-1)}}{3\,q_{12}{}^2} = \frac{2^{2(n-1)}}{3\,q_8{}^2 \cdot K^2}. \tag{33}$$

q_{12} ist die Anzahl der Quantisierungsintervalle bei 12-bit-Codierung, q_8 entsprechend bei 8 bit. $K = 16$ ist der in Gl. (29) enthaltene Kompressionsfaktor.

Damit erhält man bei linearer Codierung mit Codeumrechnung die gleichen Quantisierungsverzerrungen wie bei der 13-Segment-Kennlinie, die durch Gl. (29) und durch die Bilder 6 und 7 dargestellt werden. Das gilt auch für den Einfluß der Verteilung $w(x)$. Das Verfahren der linearen 12-bit-Codierung mit 12-bit-8-bit-Codeumrechnung wird in zunehmendem Maße überall bei der technischen Realisierung der CCITT-13-Segment-Kennlinie angewendet.

(Wird fortgesetzt)

Eingegangen am 20. Oktober 1982 NaA 8968

Literatur

[1] *Ring, F.:* Einführung in die Trägerfrequenztechnik. Goslar: Verlag Herzog 1955
[2] *Gersho, A.:* Principles of Quantization. IEEE-Trans. CAS-25 (1978) 7, S. 427–436
[3] *Fey, P.:* Zur Informationsdarstellung im PCM-Wort. Nachrichtentech., Elektron. 20 (1970) 9, S. 321–326
[4] *Hölzler, E.; Holzwarth, H.:* Pulstechnik. Berlin, Heidelberg, New York: Springer-Verlag 1975
[5] CCITT-Empfehlung G 711, Orangebuch, Bd. III-2, Genf 1977
[6] *Fey, P.:* Realisierungsmöglichkeiten von Codierschaltungen. Nachrichtentech., Elektron. 27 (1977) 9, S. 375–377
[7] *Vaeches, T.:* Der Codec – Mittler zwischen Analog- und Digitaltechnik. Nachrichtenelektronik 35 (1981) 1, S. 32–37
[8] INTEL-Firmenschrift über Codec 2910 (μ-law)
[9] *Harder, W.:* Rechnersimulation der Akkumulation von Quantisierungsgeräusch bei PCM-Prozessen. Nachrichtentech., Elektron. 32 (1982) 4, S. 144–146

Dr. sc. techn. *Dietmar Lochmann*, Institut für Nachrichtentechnik, 1160 Berlin, Edisonstr. 63

Der Selektor – Selektionsvorgänge der Nachrichtentechnik und ihre Verallgemeinerung in kybernetischen Systemen. Teil 3

C. Hälsig, KDT, Kleinmachnow

Mitteilung aus dem VEB Elektronische Bauelemente „Carl von Ossietzky" Teltow

Deskriptoren: Regelkreis, Selektion, Simulation

3. Informationsselektor

Von besonderer Bedeutung ist auch die Selektion von Information, speziell für den Erkenntnisprozeß. Nachfolgende Ausführungen sollen die Zusammenhänge bei der Informationsgewinnung und die Rolle des Selektors in diesem Prozeß deutlich machen.

3.1. Allgemeine Entropiebetrachtungen

Es wird ein Selektor (ohne Störungen) mit den in Tafel 4 dargestellten allgemeinen Bedingungen untersucht. Darin bedeuten z_i Zeichenquelle i, H_E Entropie am Selektoreingang, H_A Entropie am Selektorausgang, H_i Entropiebeitrag i, h_i Häufigkeit der Quelle i.

Durch die Eigenschaft des Selektors, Informationen zu selektieren, nimmt am Ausgang des Selektors die Unbestimmtheit ab, d.h., auch die Entropie reduziert sich. Demzufolge kann man ganz allgemein sagen:

Ein Informationsselektor ist ein kybernetisches System mit der Entropiebedingung $H_A < H_E$.

In Abhängigkeit von der Quellenentropie und von den Selektoreigenschaften berechnet sich die Ausgangsentropie zu

$$\begin{aligned} H_A &= -\sum_i h_{iA} \operatorname{ld} h_{iA} \\ &= -\sum_i \frac{\eta_i E_i}{A_{\text{ges}}} \operatorname{ld}\left(\frac{\eta_i E_i}{A_{\text{ges}}}\right) \\ &= -\sum_i \eta_i h_{iE} \frac{E_{\text{ges}}}{A_{\text{ges}}} \operatorname{ld}\left(\eta_i h_{iE} \frac{E_{\text{ges}}}{A_{\text{ges}}}\right). \end{aligned} \tag{71}$$

Mit

$$h_{iA} = k\, h_{iA}' \tag{72}$$

und

$$h_{iA}' = \eta_i h_{iE} \tag{73}$$

sowie

$$\sum_i h_{iA} = 1 \tag{74}$$

folgt

$$k = \frac{1}{\sum_i h_{iA}'} = \frac{1}{\sum_i \eta_i h_{iE}}. \tag{75}$$

Damit kann man auch schreiben

$$H_A = -\sum_i \frac{\eta_i h_{iE}}{\sum_i \eta_i h_{iE}} \operatorname{ld}\left(\frac{\eta_i h_{iE}}{\sum_i \eta_i h_{iE}}\right). \tag{76}$$

Entwickelt man diesen Ausdruck weiter und führt

$$H_{iE} = -h_{iE} \operatorname{ld} h_{iE} \tag{77}$$

ein, so ergibt sich

$$H_A = \sum_i H_{iE} \frac{\eta_i}{\sum_i \eta_i h_{iE}} - \sum_i h_{iE} \frac{\eta_i}{\sum_i \eta_i h_{iE}} \operatorname{ld} \frac{\eta_i}{\sum_i \eta_i h_{iE}}. \tag{78}$$

Zweckmäßigerweise wird η_i zu

$$\eta_{in} = \frac{\eta_i}{\sum_i \eta_i h_{iE}} \tag{79}$$

normiert. Führt man noch

$$H_{in} = -\eta_{in} \operatorname{ld} \eta_{in} \tag{80}$$

ein, so ergibt sich schließlich

$$H_A = \sum_i H_{iE}\, \eta_{in} + \sum_i H_{in}\, h_{iE} \tag{81}$$

oder in ausführlicher Schreibweise

$$H_A = -\sum_i \eta_{in} h_{iE} \operatorname{ld} h_{iE} - \sum_i \eta_{in} h_{iE} \operatorname{ld} \eta_{in}. \tag{82}$$

Der Selektor erzielt damit eine Entropiedifferenz von

$$\Delta H = H_E - H_A = \sum_i H_{iE} (1 - \eta_{in}) - \sum_i H_{in} h_{iE}. \tag{83}$$

Sie ist natürlich für $H_A = 0$ maximal.

Aus

$$H_{in} h_{iE} = -\frac{\eta_i h_{iE}}{\sum_i \eta_i h_{iE}} \operatorname{ld} \eta_i + \frac{\eta_i h_{iE}}{\sum_i \eta_i h_{iE}} \operatorname{ld} \sum_i \eta_i h_{iE} \tag{84}$$

wird mit der „Selektorentropie"

$$H_{iS} = -\eta_i \operatorname{ld} \eta_i \tag{85}$$

und mit der normierten Eingangshäufigkeit

$$h_{iE_n} = \frac{h_{iE}}{\sum_i \eta_i h_{iE}} \tag{86}$$

$$H_{in} h_{iE} = H_{iS}\, h_{iE_n} + \frac{\eta_i h_{iE}}{\sum_i \eta_i h_{iE}} \operatorname{ld} \sum_i \eta_i h_{iE}. \tag{87}$$

Damit kann man Gl. (81) auch in der Form

$$H_A = \sum_i H_{iE}\, \eta_{in} + \sum_i H_{iS}\, h_{iE_n} + \operatorname{ld} \sum_i \eta_i h_{iE} \tag{88}$$

schreiben. Mit Gl. (75) gilt ebenso

$$H_A = \sum_i H_{iE}\, \eta_i k + \sum_i H_{iS}\, h_{iE} k - \operatorname{ld} k. \tag{89}$$

3.2. Ersatzquelle und Ersatzselektor

3.2.1. Ersatzdarstellung

Existieren die Informationsquelle

$$\begin{pmatrix} z_1 & z_2 & \cdots z_n \\ h_{1E} & h_{2E} & \cdots h_{nE} \end{pmatrix}$$

und der Selektor

$$\begin{pmatrix} z_1 & z_2 & \cdots z_n \\ \eta_1 & \eta_2 & \cdots \eta_n \end{pmatrix}$$

so wird durch den Selektor die Häufigkeit der Quelle h_{iE} auf $\eta_i h_{iE}$ reduziert. Dieses System zeigt am Ausgang das gleiche Verhalten, wenn man eine Ersatzquelle h_{iE}' und einen Ersatzselektor mit $\eta_i = 1$ annimmt. Diese Ersatzdarstellung ergibt sich aber aus der Vorstellung, daß durch den Selektor die Quelle praktisch im Verhältnis η_i geteilt wird. Aus der ursprünglichen Quelle entstehen zwei Ersatzquellen der Häufigkeit $h_{iE}' = \eta_i h_{iE}$ und $h_{iE}'' = (1 - \eta_i) h_{iE}$ mit dem dazugehörigen Ersatzselektor, der die Selektionseigenschaften $\eta_i' = 1$ und $\eta_i'' = 0$ hat. Damit hat die Ersatzquelle die Form

$$\begin{pmatrix} z_1' & z_1'' & z_2' & z_2'' & \cdots z_n' & z_n'' \\ h_{1E}' & h_{1E}'' & h_{2E}' & h_{2E}'' & \cdots h_{nE}' & h_{nE}'' \end{pmatrix}$$

und der Ersatzselektor ist darstellbar als

$$\begin{pmatrix} z_1' & z_1'' & z_2' & z_2'' & \cdots z_n' & z_n'' \\ \eta_1' & \eta_1'' & \eta_2' & \eta_2'' & \cdots \eta_n' & \eta_n'' \end{pmatrix}$$

mit

$$h_{iE}' = \eta_i h_{iE} \tag{90}$$

$$h_{iE}'' = (1 - \eta_i) h_{iE}, \tag{91}$$

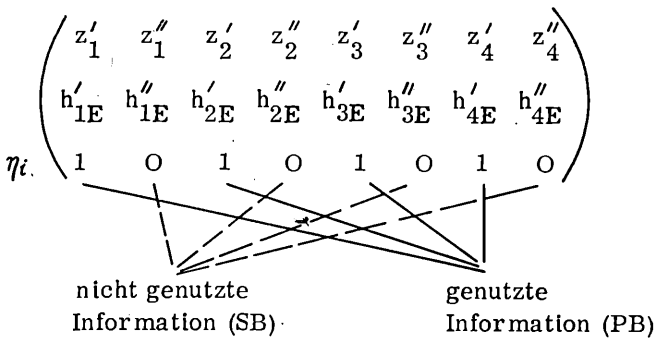


Bild 16. Prinzip der Teilquellenselektion durch Ersatzselektor

wobei stets

$$\eta_i' = 1 \tag{92}$$

und

$$\eta_i'' = 0 \tag{93}$$

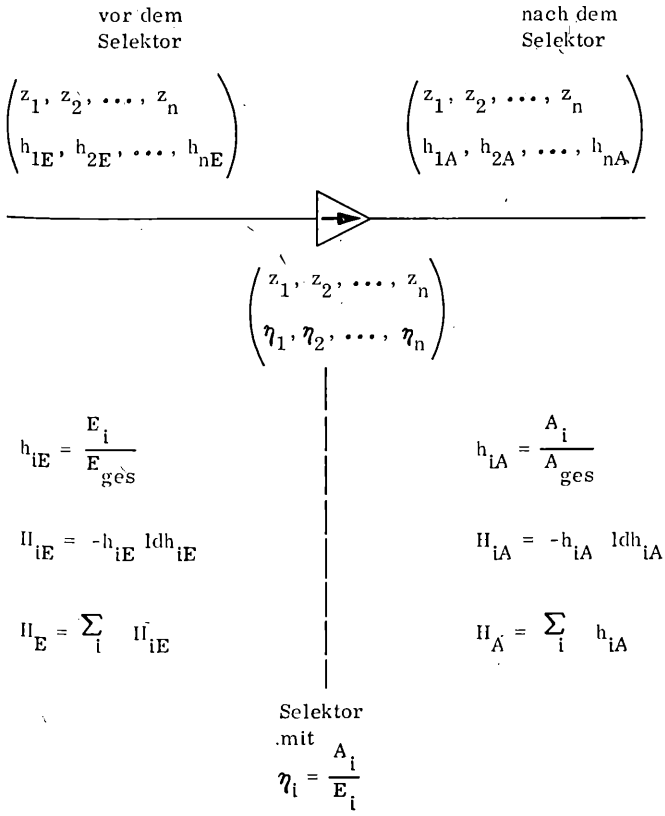
gelten.

Die Ersatzquelle hat demnach die Zusatzquellen h_{iE}'', die durch den Ersatzselektor jedoch nicht übertragen werden, wogegen die Quellen h_{iE}' die genutzte Information voll enthalten. Im Gegensatz zur ursprünglichen Quelle, in der die Teilquellen für $\eta_i < 1$ selbst geteilt werden, bleiben in der Ersatzdarstellung die einzelnen neuen Teilquellen bei der Selektion selbst erhalten. Diese Darstellung zeigt deutlich die beiden Möglichkeiten der Selektion:

- sortieren und selektieren (trennen)
- teilen und selektieren (trennen).

Durch die Bildung von Ersatzquelle und Ersatzselektor hat, wie Bild 16 zeigt, der Ersatzselektor nur noch einen Paßbereich (PB) mit $\eta_i = 1$ und einen Sperrbereich mit $\eta_i = 0$, also keinen Übergangsbereich. Der Selektionsvorgang ist in der Ersatzdarstellung auf eine ideale Selektion zurückgeführt worden, und der Prozeß der Informationsselektion wird damit in die Teilschritte zerlegen — sortieren — selektieren unterteilt.

Mit der Entstehung zusätzlicher Quellen ändert sich jedoch die Entropie der Ersatzquelle im Vergleich zur ursprünglichen Quelle.



Dieses Modell ermöglicht es, in anschaulicher Weise die Entropiebeziehungen am Selektor (speziell die Art der Entropieabnahme durch den Selektionsvorgang) zu diskutieren.

3.2.2. Entropie am Ersatzselektor

Die Entropie am Eingang des Ersatzselektors beträgt

$$H_E^* = -\sum_i \eta_i h_{iE}\,\mathrm{ld}\,\eta_i h_{iE} - \sum_i (1-\eta_i)\,h_{iE}\,\mathrm{ld}\,[(1-\eta_i)\,h_{iE}]. \tag{94}$$

Interessant ist dabei, daß diese Entropie größer ist als die Entropie der ursprünglichen Quelle (sofern mindestens ein η_i mit $0 < \eta_i < 1$ existiert), worauf in Abschn. 3.3. noch gesondert eingegangen wird.

Die Entropie am Ausgang des Ersatzselektors berechnet sich entsprechend Gl. (81) zu

$$H_A = \sum_i H_{iE'}\,\eta_{in'} + \sum_i H_{iE''}\,\eta_{in''} + \sum_i H_{in'}\,h_{iE'} + \sum_i H_{in''}\,h_{iE''}, \tag{95}$$

wobei die Definitions-Gln. (77), (79) und (80) analog für die gestrichenen Größen gelten.

Mit den Gln. (92) und (93) vereinfacht sich Gl. (95) zu

$$H_A = \sum_i H_{iE'}\,\eta_{in'} + \sum_i H_{in'}\,h_{iE'}. \tag{96}$$

$$\eta_{in'} = \frac{1}{\sum_i h_{iE'}} = \eta_n \tag{97}$$

folgt weiter

$$H_A = \eta_n \sum_i H_{iE'} + H_{in'} \sum_i h_{iE'}. \tag{98}$$

Schreibt man H_{in} nach Gl. (80) unter Beachtung von Gl. (97), so ergibt sich schließlich die einfache Beziehung

$$H_A = \eta_n \sum_i H_{iE'} - \mathrm{ld}\,\eta_n. \tag{99}$$

3.2.3. Entropiebeiträge

Die Teilquelle i bildet in der ursprünglichen Quelle den Entropiebeitrag

$$H_{iE} = -h_{iE}\,\mathrm{ld}\,h_{iE} \tag{100}$$

[siehe Bild (17)].

Tafel 4
Eingangs- und Ausgangsentropie am Selektor

◀

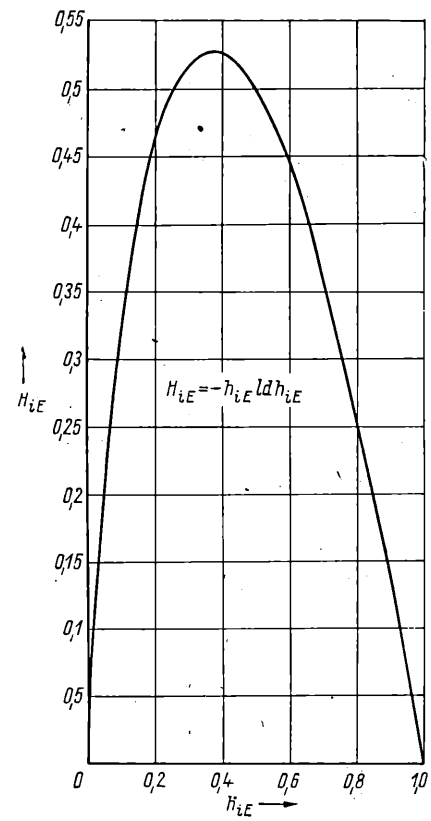


Bild 17
Entropie der ursprünglichen Quelle

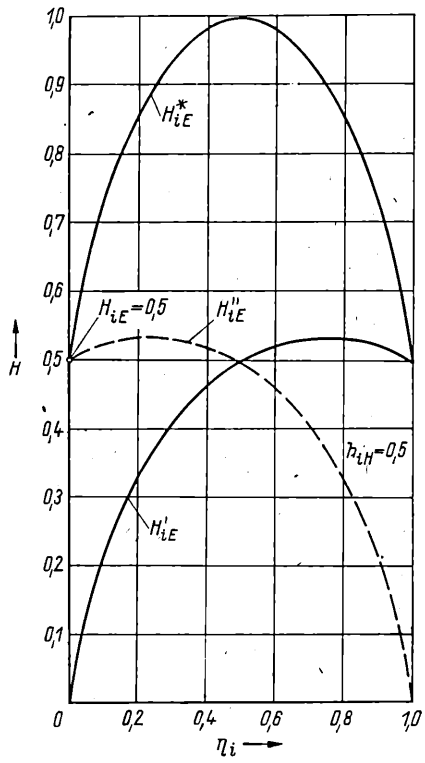


Bild 18
Entropien bei Ersatzquellenbildung

Der Entropiebeitrag der Ersatzquelle beträgt jedoch

$$H_{iE}^* = H_{iE}' + H_{iE}''$$
$$= -\eta_i h_{iE} \operatorname{ld} \eta_i h_{iE} - (1-\eta_i) h_{iE} \operatorname{ld} [(1-\eta_i) h_{iE}]. \quad (101)$$

Im Bild 18 sind für den speziellen Fall $h_{iE} = 0{,}5$ diese Entropiebeiträge in Abhängigkeit von η_i dargestellt. Obwohl es sich um einen Selektionsvorgang handelt, tritt durch den Selektor eine Entropieerhöhung (!) der Eingangsentropie der Größe

$$H_{iE} = H_{iE}^* - H_{iE} \quad (102)$$

für

$$0 < \eta_i < 1 \quad (103)$$

auf.
Die Größe dieser Entropieerhöhung ist entsprechend Gl. (101) von η_i und h_{iE} abhängig. Bild 19 zeigt die Entropiebeiträge der Ersatzquelle für verschiedene h_{iE} und in Bild 20 ist die Entropieerhöhung durch Ersatzquellenbildung für verschiedene h_{iE} ebenfalls in Abhängigkeit von η_i dargestellt.

Tafel 5. Vergleich der Entropiebilanz

Quelle mit Selektor

i	h_{iE}	η_i	H_{iE}	η_{in}	$H_{iE}\,\eta_{in}$	H_{in}	$H_{in}\,\eta_{in}$
1	$\frac{1}{2}$	0	$\frac{1}{2}$	0	0	0	0
2	$\frac{1}{4}$	1	$\frac{1}{2}$	$\frac{16}{5}$	$\frac{8}{5}$	$-\frac{64}{5}+\frac{16}{5}\operatorname{ld} 5$	$-\frac{16}{5}+\frac{4}{5}\operatorname{ld} 5$
3	$\frac{1}{8}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{3}{8}$	$\frac{8}{5}$	$\frac{3}{5}$	$-\frac{24}{5}+\frac{8}{5}\operatorname{ld} 5$	$-\frac{3}{5}+\frac{1}{5}\operatorname{ld} 5$
4	$\frac{1}{8}$	0	$\frac{3}{8}$	0	0	0	0
			$\sum_i H_{iE}$		$\sum_i H_{iE}\,\eta_{in}$		$\sum_i H_{in}\,\eta_{in}$
			$=\frac{14}{8}$ bit		$=\frac{11}{5}$ bit		$=\left(-\frac{19}{5}+\operatorname{ld} 5\right)$ bit
			H_E		$H_A=\left(-\frac{8}{5}+\operatorname{ld} 5\right)$ bit		

Ersatzquelle mit Ersatzselektor

i' / i''	$h_{iE'}$ / $h_{iE''}$	η_i' / η_i''	$H_{iE'}$ / $H_{iE''}$	η_n	$\eta_n\,H_{iE'}$	
1′	0	1	0	$\frac{16}{5}$	0	
1″	$\frac{1}{2}$	0	$\frac{1}{2}$			
2′	$\frac{1}{4}$	1	$\frac{1}{2}$	$\frac{16}{5}$	$\frac{8}{5}$	
2″	0	0	0			
3′	$\frac{1}{16}$	1	$\frac{1}{4}$	$\frac{16}{5}$	$\frac{4}{5}$	
3″	$\frac{1}{16}$	0	$\frac{1}{4}$			
4′	0	1	0	$\frac{16}{5}$	0	
4″	$\frac{1}{8}$	0	$\frac{3}{8}$			
			$\sum_i H_{iE}^*$		$\eta_n \sum_i H_{iE'}$	$-\operatorname{ld}\eta_n$
			$=\frac{15}{8}$ bit		$=\frac{12}{5}$ bit	$=(-4+\operatorname{ld} 5)$ bit
			H_E		$H_A=\left(-\frac{8}{5}+\operatorname{ld} 5\right)$ bit	

Bild 19. Entropie der Ersatzquellen

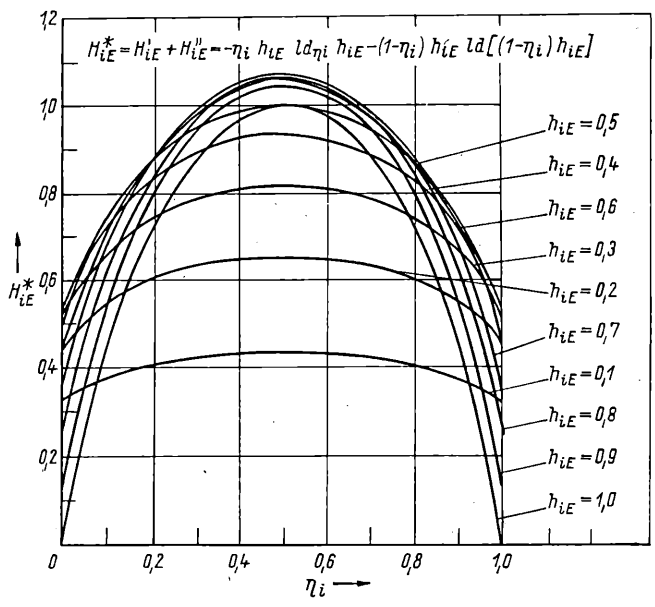
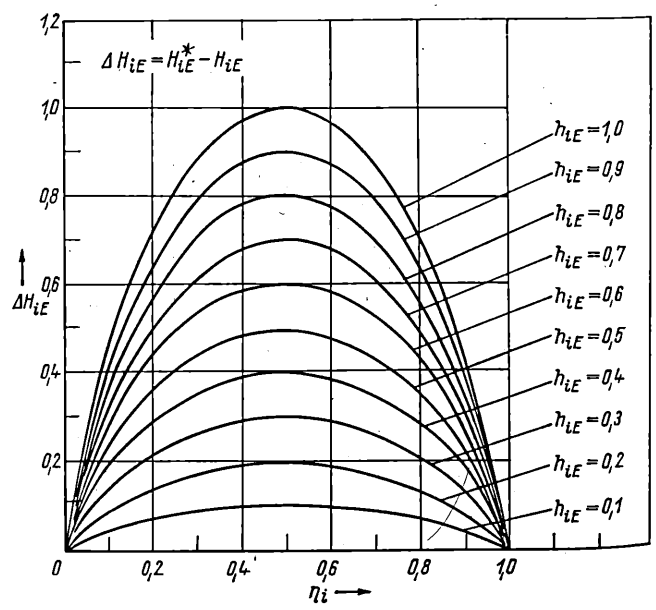


Bild 20. Entropieerhöhung



3.3. Ergebnis

Zusammenfassend sei das Ergebnis an folgendem Beispiel diskutiert: Gegeben sei eine Informationsquelle mit dem Häufigkeitsschema

$$h_{iE}\begin{pmatrix} z_1 & z_2 & z_3 & z_4 \\ 1/2 & 1/4 & 1/8 & 1/8 \end{pmatrix}$$

und ein Selektor mit den Eigenschaften

$$\eta_i\begin{pmatrix} z_1 & z_2 & z_3 & z_4 \\ 0 & 1 & 1/2 & 0 \end{pmatrix}.$$

Die einzelnen Entropiewerte sind sowohl für die gegebene Informationsquelle als auch für die Ersatzdarstellung in Tafel 5 zusammengestellt. Wie aus Tafel 5 ersichtlich ist, erhöht sich in diesem Beispiel die Eingangsentropie um 1/8 bit, siehe Gl. (102).

Mit der Einführung einer Ersatzquelle und eines Ersatzselektors wird deutlich, wie der Prozeß der Informationsgewinnung aus den Teilquellen und damit der Entropieabbau, d.h. der Prozeß der Informationsselektion, vor sich geht.

Durch den Selektor bestehen zwei prinzipielle Möglichkeiten der Informationsgewinnung. Es ist möglich, daß vorhandene Teilquellen jeweils vollständig selektiert werden ($\eta_i = 1$ und $\eta_k = 0$). Dieser Prozeß gewährt nur eine beschränkte Möglichkeit der Erkenntnisgewinnung. Die echte Vielfalt der Informationsgewinnung offenbart sich aber gerade dann, wenn Selektoren eingesetzt werden, die zu einer „Teilquellenspaltung" führen ($0 < \eta_i < 1$). Durch diese Spaltung wird sozusagen Information „freigelegt", die dann vollständig selektiert wird (siehe Ersatzselektor).

Es eröffnen sich praktisch völlig neue Möglichkeiten (siehe z.B. Teilselektion von wissenschaftlichen Ergebnissen aus verschiedenen wissenschaftlichen Disziplinen unter dem Aspekt kybernetischer Betrachtungsweise) — trotz oder gerade wegen der Entropiezunahme am Selektoreingang. Diese Darstellungsform zeigt gleichzeitig die unendliche Vielfalt der Informationsgewinnung, wenn es nur gelingt, entsprechende Selektoren einzusetzen (die Analyse genügend fein und detailliert durchzuführen).

Das skizzierte Modell offenbart einen inneren Widerspruch bei der Selektion von Informationen, der aber für den Erkenntnisprozeß von grundsätzlicher Bedeutung ist. Die Selektion von Teilinformationen ist für $\eta_i = 1$ und $\eta_i = 0$ $(i = 2,3,\ldots,n)$ „sicher". Gleichzeitig wird aber jeweils die Vielfalt oder Möglichkeit der Informationsselektion für die Erkenntnisgewinnung stark eingeschränkt. Erst die „unsichere" Selektion („Spaltung der Informationsquelle") eröffnet neue Möglichkeiten, nämlich die volle Breite der Erkenntnisgewinnung zu erreichen. Diese Vielfalt aber bestimmt der Selektor.

4. Selektor und Evolution

Bereits in Abschn. 2.1. wurde auf die grundlegende Bedeutung des Selektionsprinzips in der biologischen Evolution hingewiesen. Die nachfolgenden Ausführungen sollen die Rolle des Selektors für die Evolution dynamischer Systeme insgesamt deutlich machen, wobei u.a. auf die Nachahmung des Optimierungsprinzips der biologischen Evolution zur Optimierung technischer Systeme (*Rechenberg*) eingegangen wird.

4.1. Steuerung und Regelung

Nach [15] werden Steuerung und Regelung unter dem Begriff der Lenkung zusammengefaßt, wobei ein Lenkungssystem aus dem lenkenden und dem gelenkten Teilsystem besteht. In Erweiterung zur Steuerung hat die Regelung eine Rückkopplung vom geregelten zum regelnden System (Bild 21). Die Steuerung weist den prinzipiellen Mangel auf, daß durch die „offene" Verbindung beider Teilsysteme die Änderung der gelenkten Größe in Abhängigkeit von der Führungsgröße nicht festgestellt werden kann (Erfolg oder Nichterfolg der veranlaßten Wirkung). Daher ist die Regelung, bei der eine ständige Kontrolle durch die Rückkopplung gegeben ist, der Steuerung weit überlegen. Zur Realisierung und Modellierung stabiler dynamischer Systeme sind die Regelkreisstrukturen von fundamentaler Bedeutung für die Kybernetik (Regelkreis als Grundstruktur des einfachen kybernetischen Systems), zumal der Fall der Steuerung in ihnen enthalten ist.

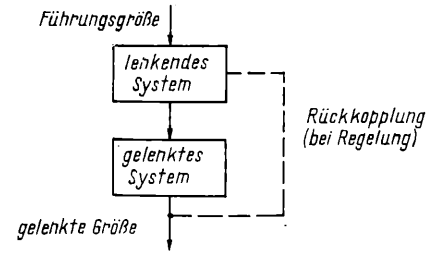


Bild 21
Teilsysteme der Lenkung und deren Verknüpfung

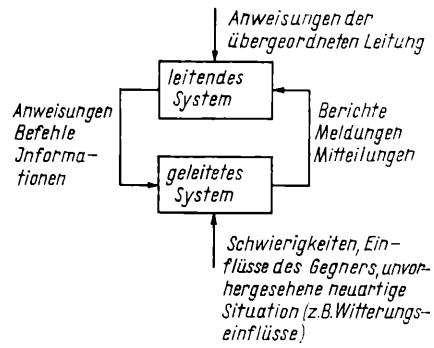


Bild 22
Modell des geregelten Leitungsprozesses [15]

4.2. Evolutionsmodell

4.2.1. Selektor-Expantor-Prinzip

In [15] wird das Prinzip der Regelung im Leitungsprozeß gemäß Bild 22 dargestellt.

Dieses geregelte System zeichnet sich durch seine Organisiertheit aus. Aus der Beschriftung ist erkennbar, daß auf Grund der Anweisungen, die vom leitenden System getroffen werden, diesem eine „übergeordnete" Rolle zukommt. Diese Ordnung ist auch damit begründbar, daß sich über die Berichte und Meldungen der Zustand des geleiteten Systems im leitenden System widerspiegelt und daß diese Widerspiegelung nicht vollständig, sondern nur transformiert und selektiert möglich ist. Weiterhin ist wichtig, daß die Schwierigkeiten und unvorhergesehenen Situationen normalerweise (bei stabiler Arbeitsweise) das Gesamtverhalten des Systems nicht bestimmen — im Gegensatz zu den Anweisungen.

Diese Aussage, auf Grund der Kenntnisse über derartige Regelprozesse in das Modell „hineininterpretiert", werden vom Modell selbst nicht ausgewiesen. Es handelt sich im Modell nach Bild 22 um die allgemeinste und einfachste Darstellung eines Regelkreises, die aus folgenden Gründen mangelhaft ist:

1. Der Ausgang des geleiteten Systems wird direkt, d.h. also vollständig mit dem Eingang des leitenden Systems verknüpft, obwohl es gerade typisch ist, daß nur ein winziger Bruchteil der Informationen vom geleiteten zum leitenden System gelangt.

2. Die Berichte, Meldungen, Mitteilungen können — das beweist die Realität — sehr unterschiedlich sein, selbst wenn sie den objektiv gleichen Sachverhalt wiedergeben. Zumindest sind sie je nach Aufgabenstellung und Betrachtungsweise begrenzt (selektiert); sie können zudem verschieden „bewertet" und durch „Berichteschreiber" sogar völlig entstellt werden.

3. Die Organisiertheit (Ordnung) dieses Prozesses ist aus der reinen Black-box-Darstellung (ohne Text) nicht erkennbar, höchstens andeutungsweise dadurch, daß das leitende System „über" dem geleiteten dargestellt wird. Stellt man das Modell auf den Kopf, dann würden die Schwierigkeiten und unvorhergesehenen Situationen zur Führungsgröße.

4. Die beiden Verbindungen zwischen leitendem und geleitetem System wurden gleich dargestellt, obwohl sie sich grundsätzlich — beispielsweise im Sinne einer Analyse und Synthese — unterscheiden.

Der bedeutendste Sachverhalt für die Rückkopplung vom geleiteten zum leitenden System besteht wohl darin, daß mit dieser Rückkopplung nur ein spezifischer Teil der Ausgangsgrößen des geleiteten Systems dem leitenden System zugeführt wird. Das aber ist die Eigenschaft, die ein Selektor hat. Somit ergibt sich die Modelldarstellung entsprechend Bild 23.

Die im leitenden System wiederum erarbeiteten Grundsätze lassen sich im geleiteten System nur realisieren, wenn sie ent-

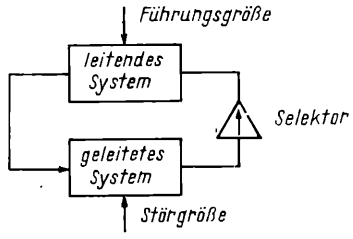


Bild 23
Modell des geregelten Leitungsprozesses mit Selektor

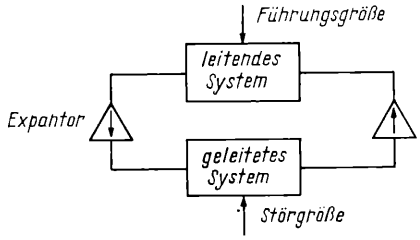


Bild 24
Erweitertes Regelkreismodell mit Selektor und Expantor

sprechend umgesetzt werden. Mit logischer Konsequenz wird deshalb zwischen leitendem und geleitetem System ein „Expantor" gemäß Bild 24 eingeführt (Expansion, lat. Ausdehnung, Erweiterung, soll auch im Sinne von Veränderlichkeit, Wandelbarkeit, d.h. Mutabilität verstanden werden; deshalb wird zur Kennzeichnung dieses Sachverhalts Expantion eingeführt und in Anlehnung an Selektor die Bezeichnung Expantor gewählt).
Auch die Verwendung solcher Begriffe, wie Modifikator, Variator oder Mutabor erscheint sinnvoll. Der mögliche Begriff Mutator ist bereits für die Bezeichnung spezieller Stromrichter (im Sinne Umwandler) in der Fachliteratur vergeben.
Mit dieser erweiterten Modelldarstellung werden die beschriebenen Mängel des erstgenannten Modells behoben, ohne daß ein Verlust an Allgemeingültigkeit eintritt. Beide Teilsysteme sind hinsichtlich ihrer Ordnung zueinander durch dieses Modell fixiert (auch ohne Beschreibung). Mit der Einführung des Selektors wird außerdem deutlich, daß das Verhalten des System entscheidend vom Selektor (natürlich auch vom Expantor) selbst mitbestimmt wird.
Wie die Beispiele noch zeigen werden, beschreibt das erweiterte Regelkreismodell nach Bild 24 — als Kreisprozeß betrachtet — im weitesten Sinne Vorgänge der Entwicklung, Anpassung, Optimierung und Vervollkommnung einschließlich der biologischen Evolution und wird deshalb „Evolutionsmodell" genannt.

(Wird fortgesetzt)

Literatur

[1] *Frühauf, H.; Trzeba, E.:* Synthese und Analyse linearer Hochfrequenzschaltungen. Leipzig: Akademische Verlagsgesellschaft 1964
[2] *Hälsig, C.:* Mechanische Frequenzselektion — Entwicklungsstand und Perspektive. Nachrichtentech., Elektron. 27 (1977) 1, S. 10–13
[3] *Darwin, C.:* Über die Entstehung der Arten durch natürliche Zuchtwahl. Stuttgart: E. Schweizerbart'sche Verlagshandlung 1899
[4] *Clauß, H.; Meusel, H.:* Filterpraxis. Leipzig: VEB Fotokinoverlag 1971
[5] *Feldtkeller, R.:* Einführung in die Theorie der Hochfrequenz-Bandfilter. Stuttgart: S. Hirzel Verlag 1953
[6] *Fritzsche, G.:* Entwurf linearer Schaltungen. Berlin: VEB Verlag Technik 1962
[7] Thermische Stofftrennung. Lehrbriefe. Magdeburg: TH „Otto von Guericke" 1967–1969
[8] Brockhaus ABC der Naturwissenschaft und Technik. Leipzig: VEB F. A. Brockhaus Verlag 1960
[9] Physikalisch-chemische Grundlagen der Stofftrennung. Lehrbriefe (1 und 2). Berlin: VEB Verlag Technik 1973
[10] *Klaus, G.:* Wörterbuch der Kybernetik. Berlin: Dietz Verlag 1967
[11] *Weigand; Hirt:* Deutsches Wörterbuch. Berlin: Walter de Gruyter & Co., Nachdruck 1968
[12] *Hüter, J.:* Über die Eignung keramischer Materialien zur Filterung von Keimen aus der Luft. Dissertation, Mainz 1960
[13] *Ross, G.:* Beitrag zur Geschichte der Filtration von Flüssigkeiten. Dissertation, Frankfurt (Main) 1959
[14] *Hälsig, C.:* Beitrag zur Theorie der System- und Elemente-Toleranzanalyse sowie Technik hochselektiver Filter. Dissertation A, TU Dresden 1970
[15] *Klaus, G.; Liebscher, H.:* Systeme, Informationen, Strategien. Berlin: VEB Verlag Technik 1974.

Doz. Dr. sc. techn. *Christian Hälsig*, VEB Elektronische Bauelemente „Carl von Ossietzky" Teltow, 1530 Teltow, Ernst-Thälmann-Str. 10

Berechnung der Matrix der inneren Impedanzen von Mehrleitersystemen mit kreiszylindrischer Leitergeometrie

S. Flach, KDT, Karl-Marx-Stadt

Mitteilung der Technischen Hochschule Karl-Marx-Stadt, Sektion Automatisierungstechnik

Deskriptoren: Mehrleitersystem, Leitung (elektrisch), Leitungstheorie; Berechnung (mathematisch), Integralgleichung, Fourier-Reihe, Matrizengleichung; Feldtheorie (physikalisch), elektrisches Feld, magnetisches Feld, Skineffekt, Wirbelstrom, Oberflächenstrom

Moderne elektronische Einrichtungen haben eine hohe Packungsdichte und befinden sich auf engstem Raum mit Stromversorgungseinrichtungen, energietechnischen und leistungselektronischen Anlagen. Sie sind mit ihrer Umwelt durch eine Vielzahl von Kabelverbindungen verknüpft, die entweder zur Stromversorgung oder zum Informationsaustausch genutzt werden. Diese auf dichtestem Raum liegenden Kabelverbindungen sind umfangreiche Mehrleiteranordnungen. Zwischen ihren einzelnen Leitern treten elektromagnetische Kopplungen auf, die zwangsläufig zu Beeinflussungen führen. Handelt es sich dabei um verlustarme Leiter in einem homogenen Dielektrikum, so sind alle elektromagnetischen Feldgrößen im Dielektrikum annähernd transversal, und die hochfrequenten Wellenausbreitungsvorgänge lassen sich sehr vorteilhaft durch Quasi-TEM-Wellen modellieren. Ausbreitungsvorgänge, Verkopplungen, Dämpfung und Verzerrung werden durch die Leitungsgleichungen

$$-\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}z}\begin{bmatrix}\underline{U}\\ \underline{I}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\mathbf{0} & \underline{Z}_i'+\mathrm{j}\,\omega\,L'\\ G'+\mathrm{j}\,\omega\,C' & \mathbf{0}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\underline{U}\\ \underline{I}\end{bmatrix} \tag{1}$$

beschrieben. Um diese Gleichungen lösen zu können, müssen die Leitungsbelagsmatrizen $\underline{Z}_i'$, L', G' und C' möglichst unter Berücksichtigung von Nähewirkungseinflüssen bekannt sein.

1. Voraussetzungen für die Feldberechnung

Gegeben ist ein System von $M+1$ elektromagnetisch gekoppelten Leitern von kreiszylindrischer Geometrie. Zwischen den Leitern $1, \ldots, \mu, \ldots, M$ und dem Bezugsleiter 0 treten die Leiterspannungen $\underline{U}_1, \ldots, \underline{U}_\mu, \ldots, \underline{U}_M$ auf. Es sollen folgende Voraussetzungen gelten:

— Alle elektromagnetischen Größen folgen einem harmonischen Zeitgesetz und werden durch ihre Scheitelwerte beschrieben.

— Die Mehrleiteranordnung ist längs- und querhomogen aufgebaut.

— Alle elektromagnetischen Größen sind linear, und es gilt das Superpositionsprinzip.

— Das Dielektrikum hat die komplexe Dielektrizitätskonstante

$$\underline{\varepsilon}_D=\varepsilon_0\left[\varepsilon'-\mathrm{j}\left(\varepsilon''+\frac{\varkappa_D}{\omega\,\varepsilon_0}\right)\right]. \tag{2}$$

Damit werden die Einflüsse von Umpolarisierung durch ε'' und der Leitfähigkeit des Dielektrikums durch $\varkappa_D/\omega\,\varepsilon_0$ berücksichtigt.

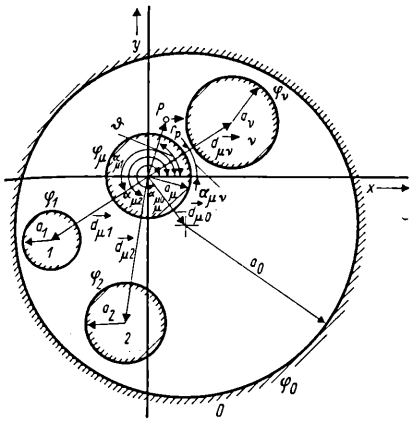


Bild 1
Geschirmte Mehrleiteranordnung mit $M+1$ Leitern

– Es werden nur im Dielektrikum in z-Richtung fortschreitende elektromagnetische Wellen mit transversalen Feldkomponenten behandelt (TEM-Feld).
– Alle Leiter haben eine endliche Leitfähigkeit und damit eine elektrische Längsfeldstärke $\underline{E}_z$. Die äquivalente Leitschichtdicke δ muß in allen Leitern klein gegen die kleinsten Leiterradien sein.
– Bei unendlichem Abstand von den Leitern müssen die elektromagnetischen Feldgrößen verschwinden.

Eine derartige Mehrleiteranordnung ist im Bild 1 dargestellt. Jeder beliebige Leiter, meist ist es jedoch der Schirm, soll als Bezugsleiter wirken können. Deshalb sind im Bild 1 nur die Leiterpotentiale eingetragen.

2. Feldberechnung

Die elektromagnetischen Feldgrößen des im Dielektrikum auftretenden transversalen elektromagnetischen Feldes lassen sich durch Lösen der Poisson-Gleichung in angepaßten Zylinderkoordinaten finden. Die Poisson-Gleichung liefert, wenn ε' bei der Mehrleiteranordnung nach Bild 1 konstant ist, nur eine partikuläre Lösung, die in ebenen Feldern bei vorhandenen Flächenladungen $\underline{\sigma}_\mu$ auf den einzelnen Leitern μ die Form

$$\underline{\varphi}(\vec{r}_p) = \frac{1}{2\pi\,\varepsilon_0\,\varepsilon'} \sum_{\mu=0}^{M} \oint_{(S_\mu)} \underline{\sigma}(\vec{r}_{Q_\mu}) \ln \frac{1}{|\vec{r}_p - \vec{r}_{Q_\mu}|}\,\mathrm{d}S_\mu \tag{3}$$

für das Potential $\underline{\varphi}(\vec{r}_p)$ im Punkt P annimmt. Im Gegensatz zu den Leiterpotentialen ist die Flächenladungsdichteverteilung $\underline{\sigma}(\vec{r}_{Q_\mu})$ meist unbekannt. Deshalb stellt Gl. (3) eine Integralgleichung dar, die durch geeignete Fourier-Reihenentwicklungen der Flächenladungsdichte-Verteilungen in ein lineares Matrizengleichungssystem übergeführt und damit numerisch gelöst werden kann.
Dieses Verfahren ist für beliebige Mehrleiteranordnungen aus kreiszylindrischen Leitern unter Berücksichtigung von Nähewirkungseinflüssen in [1] [2] ausführlich behandelt worden. Nach Einführen der Leiterspannungen lassen sich auch die Leitungsbelagsmatrizen $\boldsymbol{C}'$, $\boldsymbol{G}'$ und $\boldsymbol{L}' = \boldsymbol{L}'_{\mathrm{TEM}}$ aus diesem Matrizengleichungssystem bestimmen [1] [2].
Wie die Arbeiten von *Kaden* [3] und *Buchholz* [4] zeigen, kann bei elektromagnetischen Feldern mit gegenüber den Radien der Leiter geringer Eindringtiefe das im Leiterinneren existierende Feld mit geringem Aufwand ergänzt werden. Damit wird es möglich, Dämpfung und Verzerrung der auftretenden Wellen zu beschreiben. Diese Wellen sollen als Quasi-TEM-Wellen bezeichnet werden. Für den Feldverlauf außerhalb und auf der Oberfläche des Leiters ist es gleichgültig, ob mit dem exponentiell nach innen abfallenden Stromdichteverlauf gerechnet wird oder mit einer äquivalenten Leitschichtdicke

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{f \cdot \pi\,\mu_0\,\varkappa_L}}, \tag{4}$$

innerhalb der die Stromdichte mit ihrem Betrag an der Leiteroberfläche gleichmäßig über die äquivalente Leitschichtdicke verteilt ist und darunter den Wert Null annimmt. Dabei wird weiterhin angenommen, daß die gesamte Verlustleistung, die in Form von Wärme in dieser äquivalenten Leitschicht an der Leiteroberfläche entsteht, gleich der im Gesamtleiter entstehenden Verlustleistung bei exponentieller Stromdichteverteilung ist. Die Oberflächenstromdichteverteilung $\underline{G}_{\sigma z}$ kann deshalb aus der an der Leiteroberfläche geltenden Grenzflächenbedingung

$$\vec{e}_r \times \vec{e}_v \underline{H}_v = \underline{G}_{\sigma z} \vec{e}_z \tag{5}$$

aus der Tangentialkomponente der magnetischen Feldstärke $\underline{H}_v$ an der Außenseite der Leiteroberfläche bestimmt werden. Zwischen der Oberflächenstromdichte und der elektrischen Feldstärke in der äquivalenten Leitschicht existiert der Zusammenhang

$$\underline{E}_z = \frac{1+\mathrm{j}}{\varkappa_L\,\delta}\,\underline{G}_{\sigma z}. \tag{6}$$

Oberflächenstromdichte $\underline{G}_{\sigma z}$ und elektrische Längsfeldstärke $\underline{E}_z$ lassen sich bei einer wesentlichen Vereinfachung der Feldberechnung unmittelbar aus dem Feld im Dielektrikum gewinnen. Dafür muß man aber in Kauf nehmen, daß das elektromagnetische Feld hinreichend genau nur bis zu einer unteren Frequenzgrenze ermittelt werden kann, die vom Leiterradius und vom Leitermaterial abhängt. Die magnetische Feldstärke im Leiterinneren kann auf diesem Wege nicht bestimmt werden.

3. Ermittlung der Matrix der inneren Impedanzen

Die Energie, die aus dem äußeren elektromagnetischen Feld in die Leiter der Mehrleiteranordnung eindringt, kann durch den Poyntingschen Satz beschrieben werden. Der Effektivwert des inneren Leistungsbelags $\underline{P}_i'$ genügt unter den Bedingungen des Quasi-TEM-Falls der Gleichung

$$\underline{P}_i' = -\sum_{k=0}^{M} \oint_{(S_k)} |\vec{\underline{S}}_{Pk}|\,\mathrm{d}S_k = -\frac{1}{2}\sum_{k=0}^{M} \oint_{(S_k)} (\vec{\underline{E}}_z \times \vec{\underline{H}}_v^*)\cdot\vec{e}_r\,\mathrm{d}S_k. \tag{7}$$

$\vec{\underline{S}}_{Pk}$ ist der Effektivwert des komplexen Poyntingschen Vektors des k-ten Leiters und $\vec{\underline{H}}_v^*$ die konjugiert komplexe Tangentialkomponente der magnetischen Oberflächenfeldstärke. Unter Anwendung der Gln. (5) und (6) und des Entwicklungssatzes

$$(\vec{e}_r \times \vec{\underline{H}}_v) \times \vec{\underline{H}}_v^* = (\vec{e}_r \cdot \vec{\underline{H}}_v)\,\vec{\underline{H}}_v^* - (\vec{\underline{H}}_v \cdot \vec{\underline{H}}_v^*)\,\vec{e}_r$$

ergibt sich daraus

$$\underline{P}_i' = \frac{1+\mathrm{j}}{2}\sum_{k=0}^{M} \frac{1}{\varkappa_{Lk}\,\delta_k} \oint_{(S_k)} \vec{\underline{H}}_v \cdot \vec{\underline{H}}_v^*\,\mathrm{d}S_k. \tag{8}$$

Wird die magnetische Feldstärke durch die den einzelnen Leitern zugeordneten längenbezogenen magnetischen Flüsse $\underline{\Phi}_\nu$ ersetzt, so entsteht z. B. für $\vec{\underline{H}}_v^*$

$$\underline{H}_v^* = -\frac{1}{\mu_0}\sum_{\nu=1}^{M} \underline{\Phi}_\nu^*(z,\omega)\,\vec{e}_r \cdot \nabla \Phi_\nu(r,\vartheta), \tag{9}$$

wobei die Funktionen $\Phi_\nu(r,\vartheta)$ dimensionslose Potentialfunktionen darstellen, die in der Transversalebene der Laplace-Gleichung genügen. Setzt man in Gl. (8) Gl. (9) ein, entsteht

$$\underline{P}_i' = \frac{1+\mathrm{j}}{2\,\mu_0^2}\sum_{k=0}^{M}\sum_{\mu=1}^{M}\sum_{\nu=1}^{M} \frac{1}{\varkappa_{Lk}\,\delta_k}\,\underline{\Phi}_\mu \underline{\Phi}_\nu^* \oint_{(s_k)} \frac{\partial\Phi_\mu}{\partial r_k}\cdot\frac{\partial\Phi_\nu}{\partial r_k}\,\mathrm{d}S_k \tag{10}$$

und in Matrizenschreibweise

$$\underline{P}_i' = \frac{1+\mathrm{j}}{2\,\mu_0^2}\,\underline{\Phi}^{\dagger}\,\boldsymbol{W}\,\underline{\Phi}^* \tag{11}$$

mit dem Zeilenvektor des längenbezogenen magnetischen Flusses $\underline{\Phi}^{\dagger}$, dem Spaltenvektor des konjugiert komplexen längenbezogenen magnetischen Flusses $\underline{\Phi}^*$ und der Matrix

$$\boldsymbol{W} = \sum_{k=0}^{M} \frac{a_k}{\varkappa_{Lk}\,\delta_k} \int_0^{2\pi} \begin{bmatrix} \frac{\partial\Phi_1}{\partial r_k}\frac{\partial\Phi_1}{\partial r_k} & \cdots & \frac{\partial\Phi_1}{\partial r_k}\frac{\partial\Phi_M}{\partial r_k} \\ \vdots & \frac{\partial\Phi_\mu}{\partial r_k}\cdot\frac{\partial\Phi_\nu}{\partial r_k} & \vdots \\ \frac{\partial\Phi_M}{\partial r_k}\frac{\partial\Phi_1}{\partial r_k} & \cdots & \frac{\partial\Phi_M}{\partial r_k}\frac{\partial\Phi_M}{\partial r_k} \end{bmatrix} \mathrm{d}\vartheta_K \quad \text{für } r_k = a_k. \tag{12}$$

Die längenbezogenen Flüsse hängen über die Matrix der äußeren Induktivitäten $\boldsymbol{L}'$ mit den Leiterströmen zusammen. Führt man die Leiterströme in Gl. (11) ein, so entsteht für den inneren Leistungsbelag

$$\underline{P}_i' = \frac{1+\mathrm{j}}{2\mu_0^2}\,\underline{I}^{\dagger}\,\boldsymbol{L}'\,\boldsymbol{W}\,\boldsymbol{L}'\,\underline{I}^{*} = \frac{1}{2}\,\underline{I}^{\dagger}\,\underline{\boldsymbol{Z}}_i'\,\underline{I}^{*} \tag{13}$$

und durch Koeffizientenvergleich die Matrix der inneren Impedanzen mit M Zeilen und Spalten

$$\underline{\boldsymbol{Z}}_i' = \boldsymbol{R}' + \mathrm{j}\,\omega\,\boldsymbol{L}_i' = \frac{1+\mathrm{j}}{\mu_0^2}\,\boldsymbol{L}'\,\boldsymbol{W}\,\boldsymbol{L}'. \tag{14}$$

Durch Bilden des Realteils kann die Matrix des Widerstandsbelags $\boldsymbol{R}'$ und aus dem Imaginärteil die Matrix der inneren Induktivitäten $\boldsymbol{L}_i'$ gewonnen werden.

Jedes Element der Matrix $\boldsymbol{W}$ enthält Ableitungen, wobei z. B. $E_{rk\mu} = -\,\partial\,\Phi_\mu/\partial\,r_k\,(r_k = a_k)$ die normierte statische Oberflächenfeldstärke auf dem Leiter k, herrührend von der Potentialfunktion $\Phi_\mu = 1$ ($\Phi_\nu = 0$ für $\nu \neq \mu$) auf dem Leiter μ darstellt. Da die normierte statische Oberflächenfeldstärke bei Kreiszylinderleitern durch einen Fourier-Reihenansatz beschrieben werden kann, müssen sich die Elemente der Matrix $\boldsymbol{W}$

$$W_{\mu\nu} = \sum_{k=0}^{M} \frac{1}{2\,\pi\,\varkappa_{Lk}\,\delta_k\,a_k} \times \left(t_{00\,k}^{*\,00\,\mu} \cdot t_{00\,k}^{*\,00\,\nu} + \frac{1}{2} \sum_{i=0}^{1} \sum_{n=1}^{N} t_{nik}^{*\,00\,\mu}\, t_{nik}^{*\,00\,\nu} \right) \tag{15}$$

vollständig aus den Elementen der invertierten Matrix der Geometriekoeffizienten $\boldsymbol{T}^*$ [1] [2] bestimmen lassen. Die benötigten Fourier-Koeffizienten $t_{nik}^{*\,00\,\mu}$ sind den Spalten 1 bis M der Matrix $\boldsymbol{T}^*$ entnehmbar. Die Elemente in der Spalte des Bezugsleiters 0 werden nicht gebraucht.

Voraussetzung für die Gültigkeit der Matrizen $\underline{\boldsymbol{Z}}_i'$, $\boldsymbol{R}'$, $\boldsymbol{L}_i'$ ist die Bedingung, daß die Eindringtiefe des elektromagnetischen Feldes wesentlich kleiner als der kleinste Leiterradius der Mehrleiteranordnung ist. Der Gültigkeitsbereich der genannten Matrizen läßt sich durch Einführen effektiver Radien $a_{\nu\,\mathrm{eff}}$ erweitern. Sie ergeben sich für den Schirm aus

$$a_{0\,\mathrm{eff}} = a_0 + \frac{\delta_0}{2} \tag{16}$$

und für einen beliebigen Leiter k der Mehrleiteranordnung aus

$$a_{k\,\mathrm{eff}} = a_k - \frac{\delta_k}{2}. \tag{17}$$

4. Geschirmte symmetrische Doppelleitung

Als Beispiel für eine Mehrleiteranordnung, die sich mit dem vorgestellten Berechnungsverfahren behandeln läßt, wird die geschirmte symmetrische Doppelleitung betrachtet. Den Aufbau zeigt Bild 2.

Die Dicke des Schirms d soll groß gegenüber der Leitschichtdicke des elektromagnetischen Feldes sein. Für eine weitere Betrachtung sind die Normierungen $\bar{a} = 2\,a/D$ und $\bar{b} = D/2\,a_0$ sinnvoll. Da sich die Leiter nicht berühren dürfen, sind $\bar{a}$ und $\bar{b}$ den Bedingungen $0 < \bar{a} < 1$ und $1 + \bar{a} < \frac{1}{\bar{b}}$ unterworfen.

4.1. Matrix der inneren Impedanzen

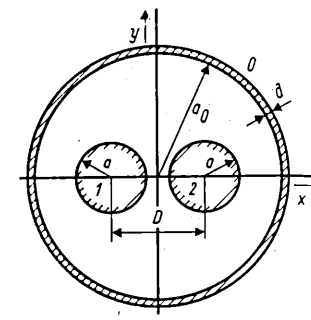
Da eine Dreileiteranordnung vorliegt, werden die Leitungsbeläge durch Matrizen beschrieben. Die Matrix der inneren Impedanzen lautet für die geschirmte Doppelleitung unabhängig von der Erregung

$$\underline{\boldsymbol{Z}}_i' = \begin{bmatrix} \underline{Z}_i'_{11} & \underline{Z}_i'_{12} \\ \underline{Z}_i'_{21} & \underline{Z}_i'_{22} \end{bmatrix}, \tag{18}$$

wobei immer $Z_i'_{12} = Z_i'_{21}$ gilt. Bei symmetrischem Aufbau gilt außerdem $Z_i'_{11} = Z_i'_{22}$. In der Literatur werden meist nur die Betriebsimpedanzbeläge für bestimmte Betriebssituationen angegeben. Bei Gleichtakterregung lautet der Belag der inneren Impedanzen

$$\underline{Z}_i'_{\mathrm{gl}} = \frac{\underline{Z}_i'_{11} + \underline{Z}_i'_{12}}{2} \tag{19}$$

Bild 2. Bezeichnungen der geometrischen Größen der geschirmten symmetrischen Doppelleitung



und für Gegentakterregung

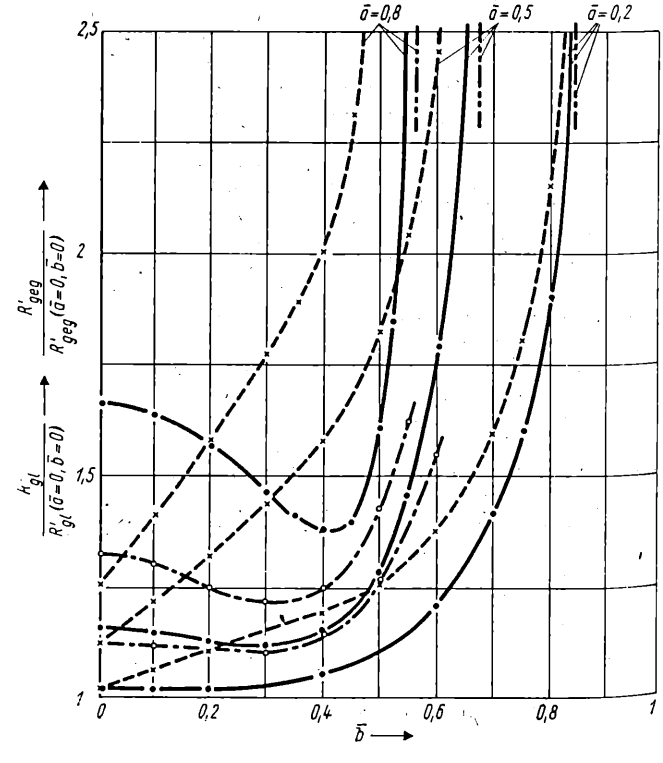
$$\underline{Z}_i'_{\mathrm{geg}} = 2\,(\underline{Z}_i'_{11} - \underline{Z}_i'_{12}). \tag{20}$$

Aus den Betriebsimpedanzbelägen lassen sich mit Gl. (14) die zugehörigen Widerstands- und inneren Induktivitätsbeläge ermitteln.

Im Bild 3 sind die auf den Widerstandsbelag der Leitung ohne Nähewirkung (dabei gilt $\bar{a} = 0$ und $\bar{b} = 0$) normierte Widerstandsbeläge bei Gleichtakt- und Gegentakterregung der geschirmten symmetrischen Doppelleitung als Funktion von $\bar{b}$ für einige charakteristische $\bar{a}$-Werte bei einem höchsten berücksichtigten Fourier-Koeffizienten $N = 4$ aufgetragen. Die Kurven verläufe bei Gegentakterregung zeigen ein Minimum, was auf eine für diese $\bar{a}$- und $\bar{b}$-Werte charakteristische homogenere Stromdichteverteilung auf den Innenleitern zurückzuführen ist. Für $\bar{b} = 0$ stimmen die Widerstandsbeläge bei Gleichtakt- und Gegentakterregung mit denen der symmetrischen Doppelleitung überein.

Sowohl von der Matrix der inneren Impedanzen als auch von den betrachteten Betriebsimpedanzbelägen existieren keine geschlossenen exakten Lösungen. In der Literatur werden nur von *Kaden* [5, S. 142 ff.] Gleichungen für den Widerstandsbelag bei Gleichtakt- und Gegentakterregung angegeben. Diese Beziehungen wurden bei Gegentakterregung für $\bar{a} = 0{,}5$ und $\bar{a} = 0{,}8$ mit im Bild 3 ausgewertet. Für Werte von $\bar{a} < 0{,}5$ stimmen die

Bild 3. Normierter Widerstandsbelag der geschirmten symmetrischen Doppelleitung bei Gleichtakt-$R'_{\mathrm{gl}}/[R'_{\mathrm{gl}}(\bar{a} = 0,\ \bar{b} = 0)]$ und Gegentakterregung ($R'_{\mathrm{geg}}/[R'_{\mathrm{geg}}(\bar{a} = 0,\ \bar{b} = 0)]$) in Abhängigkeit von $\bar{b}$ bei $N = 4$; Parameter: $\bar{a}$
×—×—× Gleichtakterregung; ●—●—● Gegentakterregung
O—O—O Näherung von *Kaden* [5] für die Gegentakterregung
·—·—·— Grenzwert für $\bar{b}$



Ergebnisse gut mit denen von *Kaden* überein. Für hohe $\bar{a}$-Werte ist die 1. Näherung von *Kaden* zu ungenau.

4.2. Frequenzabhängigkeit der Leitungsparameter

Für die Gültigkeit der Elemente der Matrix der inneren Impedanzen existiert eine untere Frequenzgrenze. Wird vorausgesetzt, daß die Leitschichtdicke klein gegenüber der Dicke des Schirms d ist, so wird die untere Frequenzgrenze ausschließlich von den Abmessungen der Innenleiter bestimmt. Vereinfachend soll deshalb nur die symmetrische Doppelleitung bei Gegentakterregung betrachtet werden, die durch die Wahl von $\bar{b} = 0$ ($a_0 = \infty$) als Sonderfall entsteht.

Für die symmetrische Doppelleitung existiert keine geschlossene exakte Lösung für den Widerstandsbelag im Bereich unvollständiger Stromverdrängung. Eine numerische Lösung hoher Genauigkeit läßt sich mit dem von *Lorenz* [6] [7] beschriebenen Verfahren erzielen. Zusätzlich wurde zur Beurteilung noch die Lösung für den Grenzfall $\bar{a} = 2\,a/D = 0$

$$R_{\mathrm{geg}}'\,(\bar{a}=0,\bar{b}=0) = R' = \frac{1}{\pi a^2 \varkappa_L}\,\mathrm{Re}\left\{\sqrt{\mathrm{j}}\,z\,\frac{J_0(\sqrt{\mathrm{j}}\,z)}{J_1(\sqrt{\mathrm{j}}\,z)}\right\} \qquad (21)$$

mit $z = \sqrt{2}\,a/\delta$ herangezogen. Ein Vergleich mit den Ergebnissen von *Lorenz* und mit Gl. (21) zeigt, daß für $z \geqq 1{,}5\,(a/\delta > 1)$ der Fehler kleiner als 5% ist; für $z \geqq 5\,(a/\delta \geqq 3{,}5)$ wird er kleiner als 1%. Daraus läßt sich folgern, daß durch Einführen der effektiven Radien die Frequenzabhängigkeit des Nähewirkungseffekts gut berücksichtigt werden kann. Dagegen lassen sich die Verluste infolge unvollständiger Stromverdrängung für $z < 1{,}5$ nur ungenügend beschreiben.

Im Bild 4 ist der normierte Widerstandsbelag der symmetrischen Doppelleitung bei Gegentakterregung als Funktion von z für verschiedene $\bar{a}$-Werte aufgezeichnet. Bild 5 zeigt die Widerstandserhöhung der symmetrischen Doppelleitung bei Gegentaktbetrieb allein durch den Nähewirkungseffekt. Im betrachteten Frequenzbereich läßt sich bei Benutzung effektiver Radien eine gute qualitative Übereinstimmung mit den Ergebnissen von *Lorenz* [7] zeigen.

Für den Belag der inneren Induktivität existiert für die symmetrische Doppelleitung ebenfalls keine geschlossene Lösung. Eine numerische Lösung hoher Genauigkeit ist von *Lorenz* [7] bekannt. Für einen quantitativen Vergleich konnten allerdings nur die für den Grenzfall $\bar{a} = 2\,a/D = 0$ geltende Gleichung

$$L_i'_{\mathrm{geg}}\,(\bar{a}=0,\bar{b}=0) = L_i' = \frac{\mu_0}{\pi}\,\mathrm{Re}\left\{\frac{J_0(\sqrt{\mathrm{j}}\,z)}{\sqrt{\mathrm{j}}\,z\cdot J_1(\sqrt{\mathrm{j}}\,z)}\right\} \qquad (22)$$

herangezogen werden. Der nach Gl. (22) erhaltene Blindwiderstandsbelag $\omega\,L_i'$ wurde im Bild 4 mit eingetragen. Die Lösungen für den normierten Blindwiderstandsbelag $\omega\,L_i'/R_0'$ nach dem vorgestellten Rechenverfahren sind mit dem Verlauf von R'/R_0' identisch. Folglich stimmen die berechneten Werte für den Belag der inneren Induktivität nur bei ausgeprägter Stromverdrängung. Unter Anwendung effektiver Radien läßt sich der Belag der inneren Induktivität erst ab $z > 14\,(a/\delta > 10)$ mit einem Fehler von weniger als 5% beschreiben.

Die unbefriedigenden Ergebnisse für die innere Induktivität bei unvollständiger Stromverdrängung haben ihre Ursache in den Komponenten der magnetischen Feldstärke im Leiter, die im Quasi-TEM-Fall unberücksichtigt bleiben.

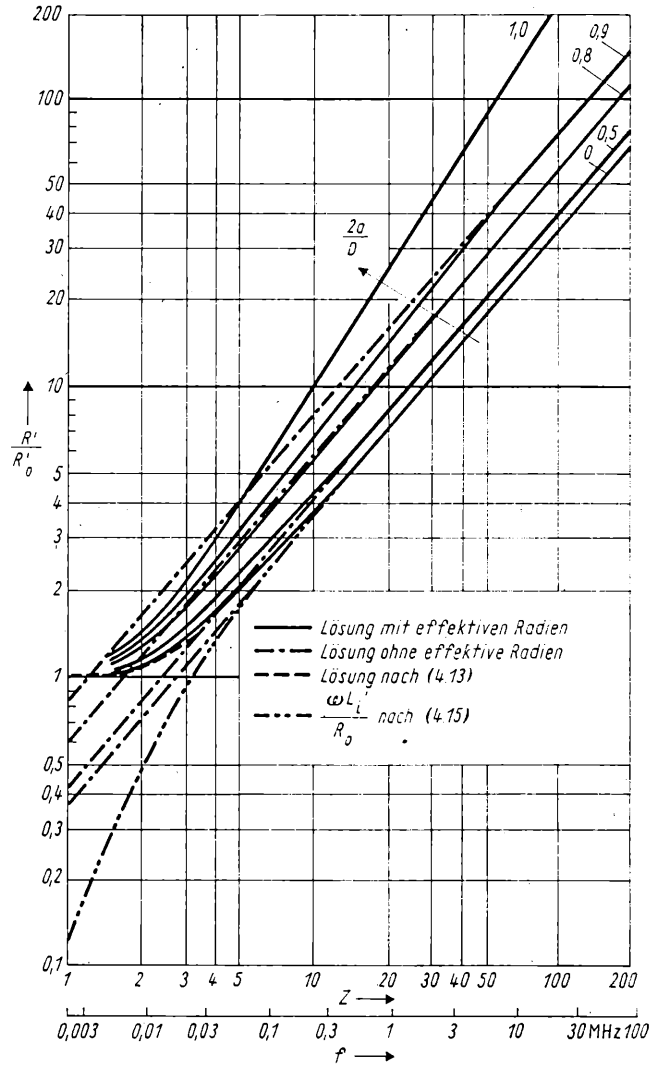


Bild 4. R'/R_0' und $\omega\,L_i'/R_0'$ der symmetrischen Doppelleitung bei Gegentakterregung als Funktion von z bzw. $\sqrt{f}$
Parameter: Verhältnis $\bar{a} = 2\,a/D$
R_0': Widerstandsbelag bei Gleichstrom. Die Frequenzskala gilt für Kupferdraht mit $a = 1$ mm

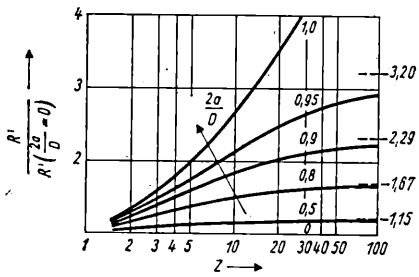


Bild 5
Widerstandserhöhung durch den Nähewirkungseffekt $R'/[R'\,(\bar{a}=0)]$ bei der symmetrischen Doppelleitung im Gegentaktbetrieb als Funktion von z;
Parameter: $\bar{a} = 2\,a/D$
--------- Grenzwerte für $z \to \infty$ ($\delta = 0$)

5. Zusammenfassung

Ausbreitungsvorgänge in längshomogenen verlustarmen Mehrleiteranordnungen lassen sich sehr vorteilhaft durch Quasi-TEM-Wellen modellieren. Die Beschreibung der die Leiterverluste berücksichtigenden gedämpften Wellenausbreitung ist durch die Kirchhoffschen Leitungsgleichungen möglich. Die dazu benötigten Leitungsbelagsmatrizen $\boldsymbol{C}'$, $\boldsymbol{L}'$, $\boldsymbol{G}'$ und $\underline{\boldsymbol{Z}}_i'$ können bei ausgeprägter Stromverdrängung durch Lösen der Laplace- bzw. Poisson-Gleichung im Dielektrikum gewonnen werden. Die zum Bestimmen der Matrix $\underline{\boldsymbol{Z}}_i'$ benötigte Longitudinalkomponente der elektrischen Feldstärke läßt sich aus der Transversalkomponente der magnetischen Feldstärke an der Leiteroberfläche ermitteln.

Im Fall kreiszylindrischer Leiter wird zur Lösung des Feldproblems in der Transversalebene die Methode der Integralgleichung benutzt. Durch Fourier-Reihenentwicklung der Oberflächenfeldstärke gelingt es, die Integralgleichung in ein Matrizengleichungssystem umzuwandeln, das den Zusammenhang zwischen den Leiterpotentialen und den Fourier-Koeffizienten der Oberflächenfeldstärke beschreibt (siehe [1]).

Die Matrix der inneren Impedanzen $\underline{\boldsymbol{Z}}_i'$ ist unabhängig von der konkreten Feldausbildung und läßt sich wie die übrigen Leitungsbelagsmatrizen aus der Koeffizientenmatrix $\boldsymbol{T}^*$ gewinnen, die durch Inversion der Matrix der Geometriekoeffizienten entsteht.

Die Frequenzabhängigkeit der Matrix der inneren Impedanzen kann durch das Einführen effektiver Radien nachgebildet werden. Berechnungen, die an der symmetrischen Doppelleitung bei Gegentaktbetrieb durchgeführt wurden, ergaben, daß die Fehler des Widerstandsbelags für $a/\delta > 1$ und des Belags der inneren Induktivität für $a/\delta > 10$ kleiner als 5% waren. Mit dem betrachteten Berechnungsverfahren wurden ferner die Widerstandsbeläge bei Gegentakt- und bei Gleichtaktbetrieb

der geschirmten symmetrischen Doppelleitung ermittelt und grafisch dargestellt.
Das in dieser Arbeit und in [1] vorgestellte numerische Feldberechnungsverfahren ermöglicht die Ermittlung der Oberflächenladungs- und -stromdichteverteilung sowie sämtlicher Leitungsbelagsmatrizen von Mehrleiteranordnungen aus kreiszylindrischen Leitern bei ausgeprägter Nähewirkung. Das Verfahren, das im wesentlichen auf der Lösung eines Gleichungssystems mit $(2N + 1)(M + 1)$ Gleichungen basiert, hat eine bessere Konvergenz als die übrigen Verfahren, die auf kreiszylindrische Leiter anwendbar sind. Bei ausgeprägter Stromverdrängung hängt die Rechengenauigkeit unter den geltenden Voraussetzungen nur von der Anzahl der berücksichtigten Fourier-Koeffizienten N ab.
Das Verfahren eignet sich besonders zur Untersuchung der Auswirkungen von Herstellungstoleranzen auf die Leitungsbelagsmatrizen und zur Berechnung der Oberflächenfeldverteilung und der Leitungsbelagsmatrizen von Bündelleitern der Energieübertragungstechnik.

Eingegangen am 28. September 1981 NaA 8763

Literatur

[1] *Flach, S.:* Berechnung der Leitungsbelagsmatrizen von TEM-Mehrleitersystemen mit kreiszylindrischer Leitergeometrie. Nachrichtentech., Elektron. 31 (1981) 12, S. 516–520
[2] *Flach, S.:* Berechnung der Kopplungsparameter geschirmter Mehrleiteranordnungen. Dissertation A, TH Karl-Marx-Stadt, Fakultät für Elektroingenieurwesen 1981
[3] *Kaden, H.:* Die Dämpfung und Laufzeit von Breitbandkabeln. Archiv für Elektrotechnik 30 (1936) 11, S. 691–712
[4] *Buchholz, H.:* Berechnung von Wellenwiderstand und Dämpfung von Hochfrequenzleitungen vom Feldbild des vollkommenen Leiters her. Archiv für Elektrotechnik 39 (1948) 2/3, S. 79–214
[5] Kaden, H.: Wirbelströme und Schirmung in der Nachrichtentechnik. Berlin, Göttingen, Heidelberg: Springer-Verlag 1959
[6] *Lorenz, R. W.:* Die Berechnung der frequenzabhängigen Leitungsbelagsmatrizen von Systemen verlustbehafteter Leiter mit rundem Querschnitt. Frequenz 25 (1971) 8, S. 227–234
[7] *Lorenz, R. W.:* Frequenzabhängigkeit von Induktivität und Verlustwiderstand der Doppelleitung bei Gegentakt- und Gleichtakterregung. Frequenz 26 (1972) 1, S. 2–7

Dr.-Ing. *Sieghart Flach*, Technische Hochschule Karl-Marx-Stadt, Sektion Automatisierungstechnik, 9022 Karl-Marx-Stadt, Reichenhainer Str. 70

Dissertationen

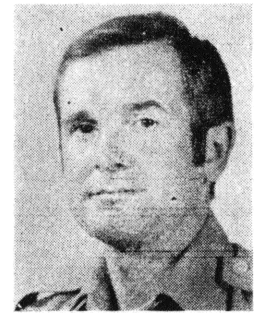
Automatisches Programmierfeld für Parallelprozessor

Von *Hans Schulz*. Dissertation A an der Mathematisch-Naturwissenschaftlichen Fakultät des wissenschaftlichen Rates der Humboldt-Universität zu Berlin. Vorsitzender der Prüfungskommission: Prof. Dr.-Ing. *R. Warnke*. Gutachter: Dr. sc. techn. *J. Zaremba*, Prof. Dr. rer. nat. habil. *H. Adler*, Prof. Dr. sc. techn. *M. Roth*

Mit der vorliegenden Arbeit wurde dazu beigetragen, die Schalteranzahl in automatischen Programmierfeldern (autopatch system) für Parallelprozessoren zu reduzieren.
Eine wesentliche Steigerung der Rechengeschwindigkeiten der elektronischen Rechenanlagen ist nur durch das Verlassen der von-Neumannschen-Architektur der Zentraleinheiten in Richtung Parallelarbeit mehrerer Prozessoren möglich. Ein zentrales Problem ist hierbei der Informationstransport zwischen den einzelnen Rechenwerken zum Austausch von Zwischenergebnissen, wobei entweder ein gemeinsam für alle Rechenwerke und Speichereinrichtungen seriell arbeitendes Bussystem oder ein alle notwendigen Transporte zeitlich parallel realisierendes, programmierbares Schalterfeld, ein autopatch system, verwendet wird.
Die Aufgabe, mit Hilfe eines Schalterfeldes alle Rechenwerke miteinander zu koppeln, führt zu einem quadratischen Anstieg der Schalteraufwandsfunktion und zu einer Schalteranzahl von 10^5 bis 10^6. Da ein derartiger Aufwand unvertretbar wäre, muß nach Minimierungsverfahren gesucht werden, die die Schalteranzahl in praktisch realisierbare Größenordnungen reduziert, ohne daß die Aufgabenbereichsbreite der Parallelprozessoren unzulässig stark beschnitten wird.

Neben den bekannten Verfahren zur Schalterminimierung, wie
— das Zusammenfassen von Einzelrechenwerken zu Funktionsblöcken
— die Modulbauweise mit hoher innermodularer und reduzierter zwischenmodularer Schaltkapazität
— die Verwendung von mehrstufigen Schaltermatrizen

wird eine Methode beschrieben, die aus der Analyse der zu lösenden Dgl.-Systeme eine Synthese schaltalgebraischer Terme vorschlägt, die eine schalterminimale Lösung für den Entwurf eines automatischen Programmierfeldes ermöglicht.
Die Schwerpunkte der Analyse sind der Füllfaktor und die Bandstruktur der Koeffizientenmatrizen sowie die Berücksichtigung von Nichtlinearitäten und Inhomogenitäten in gewöhnlichen Dgl.-Systemen, wie sie in einer Vielzahl von praktisch relevanten Aufgabenstellungen auftreten.
Für einen digitalen Differentialanalysator (DDA) in Parallelprozessortechnik wurde nach dieser Methode auf der Grundlage der Hierarchieebenen Recheneinheit — Funktionsblock — Modul — DDA ein autopatch system mit etwa 300 Schaltern (für 100 Rechenwerke) entwickelt und technisch realisiert.
Neben den Schaltermatrizen wurden die Steuer- und Koppelelektronik zum steuernden Digitalrechner, die Programmierung und erste Betriebserfahrungen beschrieben. NaK 8964



Dr.-Ing. *Hans Schulz* (40) erlernte in dreijähriger Lehrzeit den Beruf des Spitzendrehers. Seit 1966 arbeitet er im Zentralinstitut für Mathematik und Mechanik der Akademie der Wissenschaften (AdW) als Techniker im Rechenzentrum an den EDVA URAL 2, ZRA 1, R 300, ES 1020 und ES 1040. Entsprechende Lehrgänge wurden in Leipzig, Berlin, Prag und Minsk besucht. Von 1965 bis 1976 absolvierte er ein Fernstudium an der Ingenieurschule Berlin-Lichtenberg in der Fachrichtung Nachrichtentechnik und an der Sektion Elektronik der Humboldt-Universität zu Berlin (HUB). Er diplomierte 1976 mit einer Arbeit über die Strukturen und Koppelwerke von Hybridrechnern. Von 1977 bis 1981 war er außerplanmäßiger Aspirant an der Sektion Elektronik der HUB. Seit 1979 ist er wissenschaftlicher Mitarbeiter im Institut für Mathematik der AdW und arbeitet auf den Gebieten der Soft- und Hardware-Entwicklung (Fehlerdiagnoseprogrammierung für EDVA, Plotter, digitaler Differentialanalysator).

Die dynamische Analyse von Übertragungsleitungen in elektrischen Netzwerken mit Hilfe von Differenzenverfahren

Von *Gerold Müller*. Dissertation B an der Fakultät für Elektrotechnik/Elektronik des Wissenschaftlichen Rates der Technischen Universität Dresden. Vorsitzender der Prüfungskommission: Prof. Dr.-Ing. habil. *W. Mosch*. Gutachter: Dr.-Ing. habil. *W. Nowak*, Prof. Dr.-Ing. habil. *P. Vielhauer*, Prof. Dr. sc. techn. *D. Sperling*

Übertragungsleitungen sind in vielen Fällen zu einem nicht mehr zu vernachlässigenden Bestandteil elektrischer Netzwerke geworden. Die Lösung der daraus resultierenden Analyseaufgaben erfordert eine Anpassung der Methoden der Leitungsberechnung an die modernen Verfahren der dynamischen Netzwerkanalyse. Das erste mit der maschinellen Netzwerkanalyse kompatible Leitungsmodell für verlustlose Einzelleitungen wurde bereits 1967 von *Branin* angegeben. Der streng wellenmäßige Ansatz auf der Grundlage von Streuparametern hat sich in der Rechenpraxis bewährt, und so wurde auch bei Leitungen mit statischen und dynamischen Verlusten ein entsprechender Ansatz mit dem Wellenwiderstand der verlustlosen Leitung als Bezugswiderstand verwendet. Die gesteuerten Quellen der Ersatzschaltung werden durch Faltungen zeitlich zurückliegender Ergebnisse mit den numerisch ermittelten Gewichtsfunktionen der Streuparameter belegt. Die Gewichtsfunktionen werden mit Hilfe der diskreten Fourier-Transformation berechnet. Die diskrete Fourier-Transformation kann als Differenzenverfahren interpretiert werden, wobei sich Fehler nicht durch den Summencharakter der Transformation, sondern durch die Wahl des Differenzenoperators ergeben. Bei Verwendung von Differenzenoperatoren niedriger Ordnung, wie sie aus den Gearschen Formeln hergeleitet werden können, ergeben sich schwingungsfreie Ergebnisse mit einem stabilen Endwertverhalten und einer kalkulierbaren Fehlerordnung. Dynamische Verluste im Dielektrikum werden durch Phasengangkorrektur der Streuparameter im Frequenzbereich mit Hilfe der diskreten Hilbert-Transformation berücksichtigt. Für verlustlose Mehrleiteranordnungen in homogenen und inhomogenen Medien werden mit Hilfe von Entkopplungstransformationen Ersatzschaltungen mit Widerstandsnetzwerken und gesteuerten Quellen hergeleitet. Sie entsprechen dem Branin-Modell und lassen sich damit ebenfalls mit den Methoden der Netzwerkanalyse berechnen. Die Algorithmen zur Beschreibung des dynamischen Verhaltens von einfachen und gekoppelten Leitungen wurden in das Netzwerkanalyseprogramm TU-DYSAP implementiert. NaK 9005

Dr. sc. techn. *Gerold Müller* (40) studierte von 1961 bis 1967 Hochfrequenztechnik an der Technischen Universität Dresden. Danach war er als wissenschaftlicher Assistent an der Sektion Informationstechnik tätig und promovierte im Jahre 1972 mit einer Arbeit über kapazitive Kopplungen in Dünnfilm-Hybridschaltkreisen. In der Folgezeit hat er sich mit Leitungsproblemen in schnellen Datenverarbeitungsanlagen beschäftigt. Von 1977 bis 1981 war er als wissenschaftlicher Mitarbeiter im Vereinigten Institut für Kernforschung Dubna an der Entwicklung von rechnergesteuerten Meßeinrichtungen für die Schwerionenstrahldiagnostik beteiligt. Seit seiner Rückkehr arbeitet er als wissenschaftlicher Oberassistent an der Sektion Informationstechnik der TU Dresden auf dem Gebiet der analogen Schaltungstechnik.

Ein Beitrag zur Dimensionierung kostenoptimaler Reihenfertigungen mit Hilfe von Bedienungsmodellen

Von *Michael Ritzschke*. Dissertation A an der Mathematisch-Naturwissenschaftlichen Fakultät des Wissenschaftlichen Rates der Humboldt-Universität zu Berlin. Vorsitzender der Prüfungskommission: Prof. Dr. sc. techn. *W. Weller*. Gutachter: Dr. sc. techn. *H.-J. Krocker*, Prof. Dr.-Ing. habil. *W. Sauer*, Prof. Dr. sc. oec. Dr. rer. nat. *L. Friedrich*

Das Ziel der Gestaltung effektiver Fertigungsprozesse erfordert auch für die Phase der Projektierung neue Überlegungen. Neben der Rationalisierung des Projektierungsvorganges selbst (z. B. durch Anwendung der Bausteinprojektierung) werden deshalb verstärkt Untersuchungen zur Berücksichtigung des stochastischen Verhaltens der Fertigungsprozessse bei der Projektierung und der damit verbundenen möglichen Qualitätsverbesserung der Projektierungsergebnisse geführt.

Es wird ein entsprechender stochastischer Dimensionierungsalgorithmus für die spezielle Klasse der Reihenfertigungen abgeleitet und dessen Leistungsvermögen am praktischen Beispiel (Reihenfertigung zur Leiterplattenbestückung) gezeigt. Er dient der Festlegung der erforderlichen Leistungsfähigkeit der Arbeitsplätze, der je Arbeitsgang benötigten Anzahl paralleler Arbeitsplätze und sinnvoller Kapazitäten der zwischengeschalteten Pufferlager.

Zu den drei Hauptproblemen der Aufstellung eines derartigen Algorithmus

— dem Erstellen eines mathematischen Modells, das den Fertigungsprozeß im Sinne der Zielstellung wahrheitsgetreu widerspiegelt

— der Bereitstellung (bzw. Ermittlung) des für die Modellrechnungen benötigten Datenmaterials

— der Erarbeitung eines für die Auswertung der Modellergebnisse geeigneten Bewertungsverfahrens

werden Lösungsvorschläge (bedienungstheoretisches Simulationsmodell, Off-line-Datenerfassungssystem auf der Basis des Gerätesystems ESDM 31 mit Auswerte-Software, Kostenfunktion) unterbreitet und begründet. Zusätzlich werden einige Randergebnisse erläutert, die im Rahmen der Simulationsexperimente zur Begründung des Algorithmus gewonnen wurden Sie betreffen u. a.:

— das Einschwingverhalten zweiphasiger Bedienungssysteme mit Blockierungen bzw. mit Forderungsverlusten

— Möglichkeiten der Erweiterung des Anwendungsfeldes von bedienungstheoretischen Näherungsmodellen der Reihenfertigung

— das Mengenverhalten zwei- und mehrphasiger Bedienungssysteme mit Blockierungen.

Schließlich konnten im Ergebnis der in zwei Betrieben des elektronischen Gerätebaus durchgeführten Datenerfassungen verallgemeinernde statistische Aussagen zu den Schwankungen der Bearbeitungszeiten in Reihenfertigungen getroffen werden.

NaK 9008

Dr.-Ing. *Michael Ritzschke* (32) absolvierte von 1965 bis 1969 eine Berufsausbildung mit Abitur als Werkzeugmacher.
Nach der NVA studierte er von 1972 bis 1976 an der Sektion Elektronik der Humbolt-Universität zu Berlin, Fachrichtung Elektroniktechnologie. Während der Diplomphase beschäftigte er sich mit Anwendungsmöglichkeiten von speziellen Analogiegeräten für die Simulation und Optimierung von Fertigungssystemen. Danach war er bis 1981 im Wissenschaftsbereich Prozeßautomatisierung Fachgebiet Technologische Prozeßgestaltung als wissenschaftlicher Assistent tätig. Seit 1981 arbeitet er im VEB WMW Ingenieurbetrieb Berlin zunächst als Themenverantwortlicher für Automatisierungstechnik und seit 1982 als Gruppenleiter Technologische Forschung auf dem Gebiet der Industrierobotereinsatzforschung.

Kurzbericht

IEC-Guide 104 — Für einen besser abgestimmten Satz internationaler Sicherheitsregelungen

Der IEC-Guide 104 „Leitfaden für die Erarbeitung von Sicherheitsstandards und die Rolle von Komitees mit Sicherheitspilotfunktionen" wurde durch das Beratende Komitee für Sicherheit der IEC (ACOS) erarbeitet. Im „Bulletin of the International Electrotechnical Commission", H. 77, Sept. 1982 wird darüber informiert. Mit dem Guide kam die IEC einer Forderung vieler Nationalkomitees und anderer interessierter Gruppen wie Hersteller, Verbraucher und regierungsamtlicher Dienststellen nach, einen sinnvoll aufeinander abgestimmten Satz internationaler Sicherheitsstandards zu schaffen, der für die direkte Übernahme in nationale Standards geeignet ist.

ACOS entwickelte hierfür eine hierarchische Struktur für IEC-Standards. Diese Struktur enthält drei unterschiedliche Standardebenen auf dem Gebiet der Sicherheit: die höchste Ebene der Basisstandards, die zweite Ebene der Gruppenstandards und die unterste Ebene der detaillierten Erzeugnisstandards. Basis-Standards enthalten spezifische Sicherheitsanforderungen, die für eine größere Gruppe von elektrotechnischen Erzeugnissen relevant sind. Das betrifft z. B. Luft- und Kriechstrecken, Schutz gegen elektrische Schläge, Prüfmethoden zur Bestimmung der Feuergefährlichkeit oder Schutz gegen äußere Einflüsse. Auf diese Basis-Standards ist in Standards niedrigerer Ebene Bezug zu nehmen. Entsprechend einem ergänzenden Beschluß des IEC-Aktionskomitees vom Juni 1982 sollte die Bezugnahme bevorzugt durch Nennung der betreffenden Paragraphen und nicht durch Wiedergabe kompletter Texte erfolgen.

Gruppenstandards werden erarbeitet, wenn für eine Gruppe von Erzeugnissen oder Bauteilen gemeinsame Sicherheitsanforderungen bestehen, z. B. für elektronische Geräte oder Steckverbinder. Spezialisierte Komitees sollen ihre Sicherheitsfestlegungen auf die relevanten Gruppenstandards beziehen und diese, wo erforderlich, durch Zusätze oder Modifizierungen ergänzen.

Für die Erarbeitung der Basis- und Gruppenstandards werden ausgewählten Technischen Komitees Sicherheitspilotfunktionen bzw. Sicherheitsgruppenfunktionen zugesprochen. Bisher haben 8 Technische Komitees und Unterkomitees eine solche Pilotfunktion erhalten:

SC 15A	für Prüfmethoden für Kriechstromfestigkeit
TC 16	für Klemmenkennzeichnungen und andere Kennzeichnungen mit Bezug zur Sicherheit
SC 23F	für Anschlußvorrichtungen
SC 28A	für Luft- und Kriechstrecken
SC 50D	für Schutz gegen Brandgefahr
TC 64	für Schutzmaßnahmen gegen das Berühren spannungsführender Teile
TC 70	für Schutz gegen äußere nichtklimatische Einflüsse einschließlich Standardisierung von Prüffingern
TC 77	für Elektromagnetische Kompatibilität, soweit Sicherheitsaspekte berührt werden.

Weiterhin legt der Leitfaden die Prinzipien fest, nach denen das Verhältnis zwischen Komitees, die derartige Funktionen erfüllen, und anderen Komitees geregelt ist. Damit werden

— die Einheitlichkeit der IEC-Standards auf Gebieten, die von mehreren Komitees bearbeitet werden, gesichert und einander widersprechende Forderungen in IEC-Standards vermieden

— durch Reduzierung des Umfangs der IEC-Standards Material- und Arbeitskosten gespart

— das gegenseitige Verstehen von Fachleuten aus unterschiedlichen Arbeitsgebieten weiter verbessert und

— die Geschlossenheit des gesamten IEC-Standardsystems erhöht.

In drei Anlagen zum Leitfaden sind die bisher vorliegenden Basis-Standards auf dem Gebiet der Sicherheit sowie IEC-Publikationen von allgemeiner Bedeutung, die ausschließlich bzw. teilweise sicherheitstechnische Fragen betreffen, aufgelistet.

Der Leitfaden soll dazu führen, daß die bisher weitgehend unabhängig voneinander entstandenen IEC-Publikationen schrittweise zu einem einheitlichen, in sich geschlossenen Regelwerk zusammenwachsen. Damit wird auch die Übernahme der IEC-Standards in nationale Standardwerke, die zur Zeit noch einen wesentlich höheren Grad der Koordinierung haben, weiter erleichtert.

In Ergänzung zu dem hier zitierten Artikel aus dem IEC-Bulletin wird darauf hingewiesen, daß die sicherheitstechnischen Festlegungen aus IEC-Standards grundsätzlich auch in das staatliche Standardwerk der DDR zu übernehmen sind, ohne dabei die nationale Standardhierarchie zu verändern. Das bedeutet, daß die Forderungen aus Gruppen- und Erzeugnissicherheitsstandards der IEC je nach Zweckmäßigkeit in die analogen Standards der DDR für Erzeugnisse einzuarbeiten sind und die Basis-Standards der IEC auf dem Gebiet der technischen Sicherheit direkt als Grundlagenstandard übernommen werden sollten. Voraussetzung der Übernahme dieser IEC-Standards ist, daß sie den volkswirtschaftlichen Erfordernissen der DDR entsprechen.

Der IEC-Guide 104 liegt in der Bibliothek des ASMW zur Einsichtnahme vor.

R. Salffner NaK 9047

Buchbesprechungen

Gerätekonstruktion

Von *W. Krause*

Berlin: VEB Verlag Technik 1982
660 Seiten, 501 Bilder, 219 Tafeln, Leinen, 49,— M

Mit der Herausgabe dieses neuen Werkes knüpfen Verlag und Herausgeber an die bewährten Standardwerke auf dem Gebiet der Konstruktion „Feinmechanische Bauelemente", „Einführung in die feinmechanischen Konstruktionen", „Fertigungsgerechtes Gestalten in der Feingerätetechnik" und „Grundlagen der Konstruktion — Lehrbuch für Elektroingenieure" an und ergänzen das Programm in Richtung elektronischer Geräte. In Verbindung mit der soeben vorgenommenen Aufzählung müssen unbedingt die beiden technologisch orientierten Bücher „Technologie elektronischer Baugruppen" und „Fertigungsverfahren in der Gerätetechnik" sowie werkstoffbezogene Bücher, die ebenfalls im Programm des Verlages enthalten sind, genannt werden.

Selbstverständlich ist das vorliegende Werk in sich abgeschlossen und umfaßt unter Berücksichtigung der Literaturhinweise (deren Numerierung nicht in allen Fällen stimmt) das gesamte angesprochene Gebiet.

So wird einleitend der konstruktive Entwicklungsprozeß (KEP) behandelt, wobei auch hier davon ausgegangen wird, daß zu Beginn des KEP die Gesamtfunktion des Endproduktes ermittelt und dann systematisch an die Lösung dieser Zielstellung herangegangen wird. Entsprechend der auch in der Konstruktion zunehmenden Bedeutung der Rechentechnik wurde für die rechnerunterstützte Arbeitsweise, die ja den entscheidenden Beitrag für die Effektivitätssteigerung bringt, ein ganzer Abschnitt gestaltet und ein Überblick über die dabei zu berücksichtigenden Probleme geschaffen. Es folgt ein Kapitel über den funktionellen und stofflich-geometrischen Geräteaufbau, gewissermaßen die Systemtheorie für die Gerätekonstruktion. Fast ein Drittel des dargebotenen Stoffes nehmen in zwei Kapiteln Fragen der Zuverlässigkeit und der Realisierung von Schutzfunktionen ein. Der Zusammenhang zwischen Kosten und Zuverlässigkeit wird besonders hervorgehoben. Im Kapitel Schutz von Gerät und Umwelt werden neben klimatischen und mechanischen Beanspruchungen die Probleme des Schutzes

gegen Felder, der Netzentstörung und — ebenfalls recht ausführlich — der Geräuschminderung behandelt.
Besonders umfangreich ist das Kapitel über gerätetechnische Funktionsgruppen. Der Abschnitt elektrisch-elektronische Funktionsgruppen geht vom Bauelement aus und erstreckt sich bis zur Stromversorgung. Leider fehlen die gerade jetzt aktuell werdenden unbedrahteten Bauelemente und deren konstruktive Handhabung. Auch die Schlitzklemmtechnik, die seit einigen Jahren erfolgreich und in immer breiterem Umfang angewendet wird, ist unter den wichtigen angeführten Verbindungsverfahren nicht berücksichtigt worden.
Es ist zu begrüßen, daß neben den elektromechanischen und mechanischen auch optische Funktionsgruppen behandelt werden. Die Ausführungen sind untergliedert in optische Bauelemente, Lichtquellen und optische Anzeigeelemente. Auf Lichtwellenleiter wird nicht hingewiesen.
Die Einbeziehung eines Kapitels über die Formgestaltung von Geräten unterstreicht die Bedeutung, die das industrielle Design für den erfolgreichen Einsatz und vor allem für Produktwerbung und Verkauf zunehmend erlangt. Daß das Kapitel Geräteverpackung am Schluß des Buches steht, ist vom Prozeß her normal. Daß dieses zu Unrecht vernachlässigte und in der Praxis sehr oft nur auf Facharbeiterniveau gehandhabte Gebiet in ein Buch für den Gerätekonstrukteur aufgenommen wurde, kann gar nicht genug hervorgehoben werden.
Zusammenfassend kann gesagt werden, daß mit diesem Buch erstmals eine geschlossene Darstellung der für den Konstrukteur elektronischer Geräte erforderlichen Grundkenntnisse geschaffen wurde, und man darf erwarten, daß es sich zu einem Standardwerk entwickeln wird. *L. Auer* NaB 523

Electronic Games

Design, Programming and Troubleshooting

Von *W. H. Buchsbaum* und *R. Mauro*
New York, Düsseldorf: McGraw-Hill Book Company 1979
335 Seiten, 193 Abbildungen, 21 Tafeln, Kunstleder

Der Titel dieses Buches — Elektronische Spiele — könnte vermuten lassen, daß ein Stoff von sehr beschränkter Breite dargestellt wird, also nur ein für wenige interessantes Spezialgebiet. Das Gegenteil ist der Fall! Es handelt sich bei diesem Titel um ein Buch, in dem die Autoren sehr viele Probleme der modernen Elektronik in sehr anschaulicher, praktisch nützlicher und detaillierter Form behandeln.
In drei Abschnitten werden die Schaltungstechniken und elektronischen Systemtechniken für die Bild- und Tonwiedergabe, d.h. die Kommunikation eines Anwenders mit dem Computer in allen wichtigen technischen Details beschrieben.
In drei weiteren Abschnitten erfolgt die Behandlung der Mikroprozessorsysteme einschließlich Programmierung und Speicher. Dabei werden auch solche wichtigen Probleme behandelt, wie die partielle und serielle Datenein- und -ausgabe. Schließlich werden auch die speziellen Aspekte der Anwendung von Mikroprozessorschaltkreisen für elektronische Spiele berücksichtigt. Soweit ist dieses Buch ein sehr praktisch orientiertes Lehrbuch der digitalen Elektronik.
Die letzten vier Abschnitte widmen sich dann speziell den elektronischen Spielen. Zunächst wird ein Überblick gegeben, welche elektronischen Spiele es gibt, welche überhaupt denkbar wären und wie sie prinzipiell funktionieren. Dabei erfolgt stets die Einteilung in drei Gruppen: Spiele, die körperliche Geschicklichkeit verlangen, Spiele, die geistige Geschicklichkeit verlangen, und Glücksspiele, deren Ausgang vom Zufall abhängt. Für zwei solcher Spiele wird die Entwicklung einer entsprechenden Funktionsschaltung vorgeführt. *A. Möschwitzer* NaB 520

Elektrische und elektronische Meßtechnik

Von *H. Neumann* und *K. Schäfer*
Berlin: Akademie-Verlag 1982
193 Seiten, 98 Bilder, 4 Tafeln, Broschur, 12,50 M

In 4 Schwerpunkten wird ein Überblick über wesentliche Standardverfahren der elektrischen und elektronischen Meßtechnik gegeben. Dabei finden moderne Entwicklungen ihre Berücksichtigung.

Nach einer Einleitung werden im 2. Abschnitt zunächst die meßtechnischen Grundbegriffe erläutert. Dazu gehört eine Darstellung von Größen und Maßeinheiten, Schaltzeichen und Meßfehlern. Abschnitt 3 ist den elektrischen Meßgeräten gewidmet. Enthalten ist die physikalisch-mathematische Beschreibung der wichtigsten Wirkprinzipien, der elektromechanischen, elektrostatischen und elektrothermischen Meßgeräte. Es werden Grundaufbau, Funktion und erreichbare Parameter diskutiert. Abschnitt 4 behandelt Meßschaltungen, beginnend mit den Meßbrücken, ihren Grundvarianten, Haupteigenschaften und Einsatzbereichen. In analoger Form werden kurz Kompensatoren behandelt. Die zweite Hälfte ist den elektronischen Meßgeräten im Abschnitt 5 gewidmet. Hier werden nach den Grundlagen für die Erklärung des Frequenz- und Zeitverhaltens Meßverstärkervarianten untersucht. Dem folgen Darlegungen zu analogen (Spannungsmeßgeräte, registrierende Geräte, Oszillografen) und digitalen Meßeinrichtungen. Sie enthalten die Blockschaltbilder und mathematisch-physikalische Grundgleichungen zur Funktionsbeschreibung. Auf Meßfehler und erreichbare Parameter wird eingegangen. Abschließend werden Ausgabeeinheiten, Meßwerterfassung und Grundprobleme der Erdung und Abschirmung behandelt.
Die Darlegungen geben einen Überblick über das Gebiet der elektrischen und elektronischen Meßtechnik und schließen spezielle Verfahren aus. Sie lehnen sich in der Form an bekannte Standardwerke an. Die Erklärungen sind leichtverständlich und für einen breiten Leserkreis faßbar. Damit ist das vorliegende Taschenbuch für alle meßtechnisch interessierten Leser geeignet, die sich einen Überblick über die wesentlichen Meßverfahren verschaffen wollen. Zur Vertiefung dienen u.a. die im Literaturverzeichnis aufgeführten Werke.
U. Frühauf NaB 521

TECHNIK-Literatur

Bestellschein

Die aufgeführten Bücher können Sie mit diesem Bestellschein im Inland beim örtlichen Buchhandel bestellen.

Physik — Mechanik
Dr. *Alfred Recknagel* em. ord. Professor
der Technischen Universität Dresden
15., durchgesehene Auflage, 388 Seiten,
Kunstleder 18,— M
Bestell-Nr. 5528335

Grundlagen der Elektrotechnik — Band 1
Gleichspannungstechnik
Lehrbuch für Ingenieurschulen der Elektrotechnik
Autorenkollektiv unter Leitung
von Dipl.-Ing. *Hermann Grafe*
10., durchgesehene Auflage, 244 Seiten,
Kunstleder 16,— M
Bestell-Nr. 5526057

Schweiß — ZTU — Schaubilder
Dr. sc. techn. *Peter Seyffarth*
unter Mitarbeit von
Dr.-Ing. *Gert Kuscher*
1. Auflage, 234 Seiten,
315 Bilder und 100 Tafeln.
Kunstleder 30,— M
Bestell-Nr. 5530347

Darüber hinaus können Sie alle in diesem Heft angezeigten und rezensierten Bücher des VEB Verlag Technik mit diesem Vordruck bestellen.

Name, Vorname — Anschrift mit Postleitzahl

Datum — Unterschrift

SOMMAIRE

Draeger, W.

Microélectronique, système de machines, technologie

p. 180—182

Winter, W.

Le couplage de microordinateurs U 880 par des systèmes de bus à division temporelle

p. 182—186

On décrit les caractéristiques fonctionnelles et structurelles du couplage de microordinateurs U 880 par des bus à division temporelle. On évalue le taux de commandes réalisables par un tel système.

Münzer, B.-G.

Une entrée et une sortie transparentes de données pour le microordinateur K 1520

p. 187—191

On décrit l'application, sur les opérations d'entrée et de sortie d'un microordinateur, du transfert transparent de données avec accès direct à la mémoire. La caractéristique fondamentale consiste dans l'exécution d'une entrée ou d'une sortie transparente dans chaque cycle „refresh" et de décodage de la CPU U 880, avec, au choix, un mode d'opération „avec quittance de périphérie" ou „sans quittance de périphérie". La méthode éprouvée en circuit augmente considérablement le rendement des opérations d'entrée et de sortie parce qu'elle n'interrompt pas la CPU dans les traitement du programme.

Böhme, H.

L'essai de circuits électroniques complexes à l'aide d'un microordinateur

p. 191—194

L'auteur décrit un équipement universel pour l'essai, sur la base d'un microordinateur, d'unités fonctionnelles numériques complexes et de circuits intégrés. A l'aide d'unités programmables d'entrée et de sortie, le microordinateur rentre des occupations d'essai dans l'objet à vérifier, reçoit les occupations de réponse et effectue l'évaluation. Le fonctionnement de l'équipement d'essai est démontré à l'exemple d'un circuit d'horlogerie.

Schneider, J. et *Nötzold, A.*

Une analyse bidimensionnelle de potentiel dans les structures MIS

p. 194—196

Une méthode de principe pour l'analyse numérique du potentiel en deux dimensions est expliquée par l'application de la méthode sur une structure MIS. On présente la procédure à l'aide de modèles pour le traitment de la surface limite de l'isolateur de la porte et du semiconducteur ainsi que de la structure générale du programme et du diagramme de fluence de la section d'itération.

Scarbata, G. et *Grunert, F.*

Le programme KANMIN de minimalisation sur la base du code de Gray pour des structures selon le plan de Karnaugh

p. 196 et 199—201

Le plan de Karnaugh est devenu d'une grande importance pour la minimalisation de fonctions de commutation avec un nombre k de variables. Le schéma sur la base du code de Gray présente l'avantage d'une structure unique géométrique dans laquelle chaque champ occupe toujours la même place, indépendamment du nombre k des variables.
Cela permet une utilisation claire du Plan de Karnaugh et son évaluation assistée par l'ordinateur, présentée ici sous la forme du programme de minimalisation KANMIN.

Möschwitzer, A.

Fondements de la microélectronique. 10e partie

p. 197—198

Lochmann, D.

Les distorsions de quantification dans les systèmes MIC. 2e partie

p. 201—207

Hälsig, C.

Le sélecteur. Phénomènes de sélection dans les télécommunications et leur généralisation dans les systèmes cybernétiques. 3e partie

p. 208—212

Flach, S.

Le calcul de la matrice des impédances internes de systèmes à plusieurs conducteurs avec une géométrie cyclocylindrique des conducteurs

p. 212—216

Nachrichtentechnik · Elektronik

Herausgeber	Kammer der Technik
Verlag	VEB Verlag Technik DDR — 1020 Berlin, Oranienburger Str. 13/14 Telegrammadresse: Technikverlag Berlin Telefon: 28700; Telex: 0112228 techn dd
Verlagsdirektor	Dipl. oec. *Herbert Sandig*
Redaktion	Ing. *Günther Barth*, Verantwortlicher Redakteur (Telefon: 2870332); Dipl.-Ing. *Christa Drawert*, Redakteur Ing. *Gisela Rehahn*, Redakteur (Telefon: 2870347); Dipl.-Phys. *Hartmut Rößler*, Redakteur (Telefon: 2870348)
Lizenz-Nr.	1103 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik
AN (EDV)	18432
Erscheinungsweise	monatlich 1 Heft
Heftpreis	4,— M, Abonnementpreis vierteljährlich 12,— M; Auslandspreise sind den Zeitschriftenkatalogen des Außenhandelsbetriebes BUCHEXPORT zu entnehmen.
Gesamtherstellung	Messedruck Leipzig, BT Borsdorf, 7122 Borsdorf III-18-328
Anzeigenannahme	Für Bevölkerungsanzeigen alle Anzeigen-Annahmestellen in der DDR, für Wirtschaftsanzeigen der VEB Verlag Technik, 1020 Berlin, Oranienburger Str. 13/14, PSF 201. Anzeigenpreisliste Nr. 6; Auslandsanzeigen: Interwerbung GmbH, DDR — 1157 Berlin, Hermann-Duncker-Str. 89
Erfüllungsort und Gerichtsstand	Berlin-Mitte. Der Verlag behält sich alle Rechte an den von ihm veröffentlichten Aufsätzen und Abbildungen, auch das der Übersetzung in fremde Sprachen, vor. Auszüge, Referate und Besprechungen sind nur mit voller Quellenangabe zulässig.
Bezugsmöglichkeiten	
DDR	sämtliche Postämter
SVR Albanien	Direktorije Quendrore e Perhapjes dhe Propaganditit te Librit Rruga Konference e Pezes, Tirana
VR Bulgarien	Direkzia R.E.P., 11a, Rue Paris, Sofia
VR China	China National Publications Import and Export Corporation, West Europe Department, P.O. Box 88, Beijing
ČSSR	PNS — Ustredni Expedicia a Dovoz Tisku Praha, Vinohradská 41, 12505 Praha PNS, Ustred na Expedicia Tlače, Gottwaldovo nám. 48, 88419 Bratislava
SFR Jugoslawien	Jugoslovenska Knjiga, Terazije 27, Beograd; Izdavačko Knjižarsko Produzeće MLADOST, Ilica 30, Zagreb
Koreanische DVR	CHULPANMUL Korea Publications Export & Import Corporation, Pyongyang
Republik Kuba	Empresa de Comercio Exterior de Publicaciones, O'Reilly No. 407, Ciudad Habana
VR Polen	C. K. P. i W. Ruch, Towarowa 23, 00-958 Warszawa
SR Rumänien	Directia Generala a Postei si Difuzarii Presei, Palatul Administrativ, Bucuresti
UdSSR	Städtische Abteilungen von Sojuzpečat' oder Postämter und Postkontore
Ungarische VR	P. K. H. I., Külföldi Elöfizetési Osztály, P.O. Box 16, 1426 Budapest
SR Vietnam	XUNHASABA, 32, Hai Ba Trung, Hanoi
BRD und Berlin (West)	Brücken-Verlag GmbH, Ackerstraße 3, 4000 Düsseldorf 1; ESKABE Kommissions-Grossobuchhandlung, Postfach 36, 8222 Ruhpolding/Obb.; Helios Literatur-Vertriebs-GmbH, Eichborndamm 141—167, Berlin (West) 52, Kunst und Wissen Erich Bieber OHG, Postfach 46, 7000 Stuttgart 1; Gebrüder Petermann, BUCH + ZEITUNG INTERNATIONAL, Kurfürstenstraße 111, Berlin (West) 30
Österreich	Helios Literatur-Vertriebs GmbH & Co. KG, Industriestraße B 13, A-2345 Brunn am Gebirge
Schweiz	Genossenschaft Literaturvertrieb, Cramerstr. 2, 8004 Zürich
Alle anderen Länder	örtlicher Buchhandel; BUCHEXPORT Volkeigener Außenhandelsbetrieb der Deutschen Demokratischen Republik, DDR — 7010 Leipzig, Postfach 160; und Leipzig Book Service, DDR — 7010 Leipzig, Talstraße 29